

Tobias Möhring

# Rückgeführte Energiemessung arbiträrer, nichtstationärer Signale

Dissertation  
Braunschweig 2014





# Rückgeführte Energiemessung arbiträrer, nichtstationärer Signale

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik,  
Physik  
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu  
Braunschweig

zur Erlangung der Würde

eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von: Tobias Möhring  
aus: Wolfsburg

eingereicht am: 24.05.2013  
mündliche Prüfung am: 07.02.2014  
Referent: Prof. Dr. rer. nat. Meinhard Schilling  
Referent: Prof. PD Dr. Uwe Siegner

2014



## Übersicht

Die Verbreitung von sogenannten „energy harvestern“, zur Energieversorgung von Elektronik ohne Batterien oder Kabel, nimmt beständig zu. „Energy harvester“ sind Mikrogeneratoren, wie z.B. piezoelektrische Bauteile, die Energie, beispielsweise von Vibrationen, aus ihrer Umgebung aufnehmen und in elektrische Energie umwandeln. Um den Anwendern dieser Mikrogeneratoren die zur Auswahl der Bauteile benötigten Vergleichsmöglichkeiten zu geben, wurde im Rahmen des European Metrology Research Programme (EMRP) das Forschungsprojekt „Metrology for Energy Harvesting“ durchgeführt. Ziel dieses Projektes war es, eine rückgeführte Messung des Wirkungsgrades für solche Mikrogeneratoren zu entwickeln. Die vorliegende Arbeit wurde im Rahmen dieses Projektes durchgeführt und widmet sich dem Teilbereich den Energiegehalt der erzeugten elektrischen Ausgangssignale rückgeführt zu messen. Diese Signale können beliebige Kurvenform aufweisen und sind in der Regel nichtstationär.

Ausgehend von den etablierten Verfahren zur Bestimmung von Leistung und Effektivwert quasistationärer Signale wurden drei Messverfahren realisiert und untersucht. Eines dieser Verfahren stützt sich auf hochgenaue Abtastung des Messsignals mit einer hohen Abtastfrequenz von mehreren 100 kHz und wurde mittels einer kommerziellen Abtastkarte vom Typ NI-5922 realisiert. Die beiden weiteren Verfahren basieren auf Thermokonvertern, wie sie zur Bestimmung von Effektivwerten im Rahmen des ac-dc Transfers in vielen Laboren und nationalen Metrologieinstituten verwendet werden. Thermoconverter sind Bauelemente, welche die von einem Wechselspannungssignal transportierte elektrische Wirkleistung in ei-

ne Heizleistung überführen, die dann mit der Leistung eines Gleichspannungssignals verglichen wird. Eines der realisierten thermischen Verfahren basiert auf dem mathematischen Modell eines Thermokonverters, aus dessen Ausgangssignal die Eingangsenergie berechnet wird. Für das zweite wurde ein speziell modifizierter Thermokonverter entworfen, welcher mittels einer Regelschleife in einem vorgegebenen Arbeitspunkt stabilisiert wird.

Die thermischen Verfahren wurden zu funktionierenden Prototypen weiterentwickelt und mittels einer vom slowenischen nationalen Metrologieinstitut SIQ bereitgestellten Signalquelle hinsichtlich ihrer Messunsicherheiten charakterisiert. Hierzu wurden spezielle Messsignale verwendet, welche im Rahmen des Forschungsprojektes zusammen mit SIQ und dem italienischen nationalen Metrologieinstitut INRIM speziell für diese Aufgabe entworfen wurden. Die beste Messunsicherheit erreichte das System mit dem mathematischen Thermokonvertermodell. Mit diesem gelang es Energien von 110 mJ bis 200 mJ mit Messunsicherheiten unterhalb von  $80 \mu\text{J}/\text{J}$  zu messen.

## Abstract

The use of energy harvesting for powering small electronics without the need of batteries or wires becomes more and more popular. Energy harvesters are microgenerators e.g. piezoelectric devices which gather waste energy like vibrations and convert it into electrical energy. The users of these harvesting devices need reliable information concerning the efficiency of the devices in order to choose the appropriate harvester for each application. To assist users with this task the European Metrology Research Programme (EMRP) installed a research project called „Metrology for Energy Harvesting“. The intention of this project was to provide methods for traceable measurement of the efficiency factor of energy harvesters. The objective of this thesis, which was executed within the named project, was to develop traceable measurement methods regarding energy measurement of electric signals, which are of arbitrary waveshape and not stationary.

Starting from the established methods of determining power and rms value of quasi-stationary signals three measurement systems were set up and investigated. One of the systems is based on digitizing the measurement signal with a high resolution in time and value with a sampling frequency of several 100 kHz using a commercial available digitizer (NI-5922). The other two systems use thermal converters, as they are known from rms determination via ac-dc transfer. Thermal converters are well known devices which are used in many laboratories and national metrology institutes. They convert the real power of an applied ac signal into heating power which then can be compared to the heating power of a known dc signal. One of the thermal systems uses a mathematical model of a known ther-

mal converter to calculate the input energy from the output signal, while the other is based on a thermal converter, which has been modified especially for this task and is stabilized in a predefined operating point by a feedback loop.

The thermal systems have been advanced to working prototypes and have been investigated using a reference source which was developed at the slovenian national metrology institute SIQ. For this measurement special signals were used, which were designed as part of the project together with SIQ and the italian national metrology institute INRIM. The best measurement uncertainty was achieved with the system using the mathematical modell of a thermal converter. With this system energy values between 110 mJ and 200 mJ were measured with measurement uncertainties below  $80 \mu J/J$ .

# Inhaltsverzeichnis

<b>Übersicht</b>	<b>iii</b>
<b>Abstract</b>	<b>v</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>xii</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>xiii</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Stand der Thermokonverterentwicklung</b>	<b>3</b>
2.1. Einfachthermokonverter . . . . .	5
2.2. Vielfachthermokonverter . . . . .	5
2.3. Planarer Vielfachthermokonverter . . . . .	6
2.4. Leistungstransport im planaren Vielfachthermo- konverter . . . . .	8
<b>3. Möglichkeiten der Leistungsmessung</b>	<b>15</b>
3.1. Abtastverfahren . . . . .	15
3.2. Leistungsmessung über Thermokonverter . . . .	17
3.3. Kompensationsverfahren mit Thermokonverter	18
<b>4. Simulationsmodell eines Thermokonverters</b>	<b>21</b>
4.1. Wirkende Leistung und Ausgangsspannung . . .	21

## Inhaltsverzeichnis

4.2. Modellbildung . . . . .	28
4.3. Simulink-Umsetzung des Thermokonvertermodells	28
<b>5. Kalibrierung des A/D-Umsetzers</b>	<b>35</b>
5.1. Kalibrierung mittels zufälliger Messpunkte . . .	36
5.2. Stabilität der DC-Linearität . . . . .	40
5.2.1. Vereinfachte Bestimmung von Verstärkungs- und Nullpunktfehler . . . . .	40
5.2.2. Langzeitstabilität der DC-Linearität . .	42
5.3. DC-Messunsicherheit des Digitizers . . . . .	47
5.4. Korrektur des Frequenzgangs . . . . .	47
5.5. Einsatz als Messgerät für arbiträre Signale . . .	48
<b>6. Leistungsmessung mit einem modellierten Thermo- konverter</b>	<b>51</b>
6.1. Der Messaufbau . . . . .	51
6.2. Berücksichtigung der Umgebungstemperatur . .	53
6.3. Auswertung des Messsignals . . . . .	53
6.4. Messabweichung und -unsicherheit . . . . .	54
6.4.1. DC Messabweichung . . . . .	54
6.4.2. Amplitudengang . . . . .	58
6.4.3. Energiemessung am Beispiel eines Span- nungspulses . . . . .	59
<b>7. Kompensationsverfahren für Thermokonverter</b>	<b>63</b>
7.1. Zwei-Heizer Prinzip . . . . .	63
7.2. Modifizierung des Thermokonverterdesigns . . .	64
7.3. Messaufbau . . . . .	65
7.4. Berechnung von Leistung und Effektivwert . . .	68
7.5. Amplitudengang . . . . .	71
7.6. AC-DC Transfer . . . . .	72



7.7. Energiemessung am Beispiel eines Spannungspul-	
ses . . . . .	74
7.8. Messunsicherheitsbetrachtung . . . . .	77
<b>8. Vergleich der Systeme</b>	<b>79</b>
8.1. Messsignale . . . . .	79
8.1.1. Das RC-Signal . . . . .	80
8.1.2. Das CS-Signal . . . . .	80
8.1.3. Das DO-Signal . . . . .	80
8.2. Messaufbau . . . . .	84
8.3. Messergebnisse . . . . .	86
8.3.1. Kompensationsverfahren . . . . .	86
8.3.2. Modellierter Thermokonverter . . . . .	86
8.4. Analyse der Ergebnisse . . . . .	90
8.4.1. Messunsicherheit . . . . .	90
8.4.2. Messabweichung . . . . .	91
8.4.3. Schlussfolgerungen . . . . .	93
<b>9. Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>95</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>102</b>
<b>A. Anhang</b>	<b>103</b>
A.1. Verwendete Formelzeichen . . . . .	104
A.2. Geometrie- und Materialparameter der Thermo-	
konverter . . . . .	107
A.3. LabVIEW Programme . . . . .	116
<b>B. Lebenslauf</b>	<b>131</b>
<b>C. Veröffentlichungen</b>	<b>135</b>

<b>D. Danksagung</b>	<b>139</b>
----------------------	------------

# Abbildungsverzeichnis

2.1. Einfachthermokonverter . . . . .	6
2.2. Vielfachthermokonverter zum Betrieb im Vakuum . . . . .	7
2.3. Planarer Vielfachthermokonverter . . . . .	9
4.1. Blockschaltbild des Modells eines Thermokonverters . . . . .	28
4.2. Blockschaltbild des inversen Modells eines Thermokonverters . . . . .	29
4.3. SIMULINK-Modell des Heizers . . . . .	30
4.4. SIMULINK-Modell der Wärmekapazität von Heizer und Obelisk . . . . .	30
4.5. SIMULINK-Modell der Thermosäule . . . . .	32
4.6. SIMULINK-Modell der Wärmeleitung über die Thermoelemente . . . . .	33
4.7. SIMULINK-Modell der Wärmeleitung über die Luft . . . . .	33
4.8. SIMULINK-Modell der Wärmestrahlung . . . . .	34
5.1. Absolute Messabweichung des 5 V Bereiches eines Messkanals des Digitizers . . . . .	37
5.2. Ausgleichskurve durch die Messpunkte nach Bild 5.1 . . . . .	37
5.3. Messabweichung mit Fehlmessungen am positiven Bereichsende . . . . .	38

5.4.	Um Fehlmessungen und Linearitätsfehler bereinigte Messabweichung . . . . .	39
5.5.	Langzeitstabilität der Korrekturparameter . . .	43
5.6.	Langzeitbetrachtung der relativen Messabweichung	44
5.7.	Messabweichung nach Selbstkalibrierung des Digitizers . . . . .	46
5.8.	Messabweichung 6 Tage nach Selbstkalibrierung des Digitizers . . . . .	46
5.9.	Frequenzgang des Abtastsystems . . . . .	49
6.1.	Prinzipschaltbild des Messaufbaus mit einem berechneten Thermokonverter . . . . .	52
6.2.	Prinzipschaltbild des Messaufbaus zur Bestimmung der DC-Messabweichung . . . . .	55
6.3.	DC-Messabweichung des Simulinkmodells . . .	58
6.4.	Amplitudengang des Messsystems . . . . .	59
6.5.	Blockschaltbild des Aufbaus zur Spannungspulsmessung . . . . .	60
6.6.	Pulsantwort des Messsystems . . . . .	61
7.1.	Schematische Zeichnung des Zwei-Heizer Thermokonverters . . . . .	65
7.2.	Foto des fertigen Thermokonverterchips auf Träger	66
7.3.	Thermokonverter mit Schutzkappe in Metallgehäuse montiert . . . . .	66
7.4.	Blockschaltbild des isothermalen Thermokonverters zur Leistungsmessung . . . . .	68
7.5.	Messaufbau zur Bestimmung von $P_{R,AP}$ und $P_{M,AP}$	71
7.6.	Amplitudengang des Messsystems mit geregelttem Thermokonverter bei 1V Eingangsspannung	73

7.7.	Transferfehler des geregelten Thermokonverters bei 1V Eingangsspannung . . . . .	74
7.8.	Blockschaltbild des Messaufbaus zur Energie- messung mit einem Spannungspuls . . . . .	75
7.9.	Pulsantwort des Systems . . . . .	76
8.1.	zeitlicher Verlauf und Frequenzspektrum eines RC-Signals . . . . .	81
8.2.	zeitlicher Verlauf und Frequenzspektrum eines CS-Signals . . . . .	82
8.3.	zeitlicher Verlauf und Frequenzspektrum eines DO-Signals . . . . .	83
8.4.	Messaufbauten für den Systemvergleich . . . . .	85
A.1.	Bedienoberfläche des Programms zur DC-Kalibrierung des Digitizers . . . . .	117
A.2.	Bedienoberfläche des Programms zur Ermittlung der DC-Stabilität des Digitizers . . . . .	119
A.3.	Bedienoberfläche des Programms zur AC-Kalibrierung des Digitizers . . . . .	120
A.4.	Bedienoberfläche des Programms zur Messung der thermischen Zeitkonstante von Thermokon- verttern . . . . .	122
A.5.	Bedienoberfläche des Programms zur Leistungs- messung mit einem modellierten Thermokonverter	124
A.6.	Bedienoberfläche des Programms zur Messung von Spannungspulsen . . . . .	126
A.7.	Bedienoberfläche des Programms zum Kompen- sationsverfahren . . . . .	128
A.8.	Bedienoberfläche des Programms zum Abtast- verfahren . . . . .	129



# Tabellenverzeichnis

7.1. Bestimmung von $P_{R,AP}$ und $P_{M,AP}$ . . . . .	70
8.1. Thermokonverterparameter der Vergleichsaufbau- ten . . . . .	86
8.2. Messergebnisse des Kompensationsverfahrens (Ener- giemessung) . . . . .	87
8.3. Messergebnisse des Kompensationsverfahrens (äqui- valente Gleichspannung) . . . . .	87
8.4. Messergebnisse des modellierten Konverters (Ener- giemessung) . . . . .	88
8.5. Messergebnisse des modellierten Konverters (äqui- valente Gleichspannung) . . . . .	89
8.6. Messabweichung nach Messsystem . . . . .	92
A.1. Seebeckkoeffizienten . . . . .	115

# 1. Einleitung

In der modernen Gesellschaft kommen immer mehr elektronische Geräte zur Anwendung, welche dem Niedrigenergiesektor zuzurechnen sind. Darunter fallen neben Kommunikationselektronik auch Sensornetze und Mikroprozessoren, die dezentral einzelne Aufgaben übernehmen und z. B. wegen eines großen Verhältnisses von Ruhezeit zu Prozesszeit nur wenig Energie benötigen.

Die Energieversorgung dieser dezentralen Module wird heutzutage meist über Batterien oder Spannungskonverter mit hohen Verlusten realisiert. Hierzu wird entweder eine Kabelanbindung benötigt, was je nach Anwendung erhöhten Installationsaufwand mit sich bringt, oder es sind regelmäßige Batteriewechsel notwendig, was neben hohen Kosten in der Summe auch eine große Menge potentiell umweltgefährdenden Abfalls entstehen läßt.

Seit einiger Zeit gibt es das Bestreben die Versorgung dezentraler Schaltungen mit niedrigem Energiebedarf unabhängig von Batterien oder äußerer Energieversorgung zu machen, indem die notwendige Betriebsenergie direkt aus der Umgebung entnommen wird. Hierbei wird z. B. Schwingungsenergie mit Hilfe von Piezokristallen in elektrische Energie umgewandelt, die dann in einem Kondensator gespeichert und von dort zum Betrieb der angeschlossenen Elektronik verwendet werden kann. Bei diesem „energy harvesting“ genannten Prozeß



## 1. Einleitung

kommen neben den genannten Piezokristallen auch andere Mikrogeneratoren, wie Thermoelemente, zum Einsatz.

Die von den Mikrogeneratoren gelieferten Signalformen sind abhängig von der Form der Anregung und der Art der Energieumwandlung. Im Allgemeinen muß von einer arbiträren, nicht stationären, nicht periodischen Signalform ausgegangen werden, wie sie beispielsweise bei der Erzeugung einer Spannung durch einen Piezokristall im Schuh eines Menschen auftreten würde. Hersteller von Elektronikbauteilen haben sich dieses Problems angenommen und Bauteile entwickelt, die in der Lage sind, die von den Generatoren gelieferte Energie in einen Kondensator zu überführen und als Gleichspannung für den Betrieb angeschlossener Schaltungen zur Verfügung zu stellen.

Das EMRP-Forschungsprojekt „Metrology for Energy Harvesting“ [TF11], in dessen Rahmen diese Arbeit entstanden ist, hat die Aufgabe, die für die Charakterisierung und Verwendung von Mikrogeneratoren benötigten messtechnischen Voraussetzungen zu schaffen. Um verschiedene Mikrogeneratoren miteinander vergleichen zu können, ist es notwendig ihre jeweilige Effektivität bzw. ihren Wirkungsgrad zu ermitteln. Hierfür muss die gelieferte elektrische Energie in Bezug zur eingespeisten Energie gebracht werden. Die oben erwähnten Eigenheiten der von den Mikrogeneratoren gelieferten Spannungen erfordern die Entwicklung neuer Messmethoden für elektrische Energie, da herkömmliche Effektivwert- und Leistungsmessgeräte für diese Signalformen nicht geeignet sind.

## 2. Stand der Thermokonverterentwicklung

Thermokonverter haben eine lange Tradition innerhalb des Messwesens. Sie werden schon lange verwendet, um Wechselspannungen und Wechselströme mit den zugehörigen Gleichgrößen zu vergleichen und somit die Rückführung auf die Basiseinheiten zu gewährleisten. Zwei der in dieser Arbeit entwickelten Messsysteme basieren auf Thermokonvertern, deren Funktionsweise und Aufbau im Folgenden, beginnend mit dem Einfachthermokonverter, erläutert wird.

Das Funktionsprinzip eines Thermokonverters folgt direkt der Definition für den Effektivwert von Strom und Spannung. Ein elektrischer Widerstand wird mit der zu messenden Wechselgröße beaufschlagt, wodurch sich eine Temperaturerhöhung des Widerstandes gegenüber seiner Umgebung einstellt. Gemäß der Definition des Effektivwertes entspricht der Wechselgröße die Gleichgröße, welche im Widerstand die gleiche Leistung umsetzt, also zur selben Temperaturerhöhung führt. Im Laufe der Zeit entwickelte sich der Thermokonverter von einem einfachen Heizdraht, dessen Temperaturerhöhung mit einem einzelnen mittig angebrachten Thermoelement gemessen wurde, über mehrere Zwischenschritte zum Vielfachthermokonverter in verschiedenen Bauformen.

Vielfachthermokonverter haben gegenüber den einfachen Ther-

## 2. Stand der Thermokonverterentwicklung

mokonvertern mit nur einem Thermoelement eine größere Ausgangsspannung, die sich aus der Reihenschaltung der Thermoelemente ergibt. Zusätzlich wird bei einem Vielfachthermokonverter mit exakt periodischer Anordnung der Thermoelemente die durch den Thomson-Effekt (Änderung der Wärmeleitfähigkeit in Abhängigkeit des Stromflusses) normalerweise auftretende Verfälschung des Messergebnisses kompensiert [Klo87]. Die Entwicklung von planaren Vielfachthermokonvertern [Wei94] hat weitere Verbesserungen gebracht, die zu einem großen Teil darauf beruhen, dass die planaren Thermokonverter reproduzierbare Abmessungen haben und die periodische Anordnung der Thermoelemente mit einer höheren Genauigkeit erfolgen kann.

Bisher wurden Thermokonverter ausschließlich zur Rückführung von periodischen, quasistationären Signalen auf äquivalente Gleichgrößen verwendet, indem mit einer Wechselgröße ein Gleichgewichtszustand mit einer festen Temperaturerhöhung erreicht und anschließend mit einer Gleichgröße reproduziert wurde.

Aus der zu einem Zeitpunkt  $\tau$  im Widerstand gespeicherten Energie läßt sich, unter Kenntniss der Energieübertragungswege, jedoch auch eine Aussage darüber ableiten, wieviel Energie dem Widerstand bis zu diesem Zeitpunkt zugeführt wurde. Ein Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, diesen Zusammenhang zu untersuchen und einen Messaufbau zu entwickeln, welcher es unter Verwendung von Thermokonvertern erlaubt, auch den Energiegehalt nicht periodischer, nicht stationärer Signale rückführbar zu messen.

### 2.1. Einfachthermokonverter

Der Einfachthermokonverter trägt seinen Namen, weil die in Wärme umgewandelte Leistung mit nur einem einzelnen Thermoelement gemessen wird, das mittig auf einem, zwischen zwei Zuführungen aufgespannten, Heizdraht aufgebracht ist (Abb. 2.1). Das Thermoelement ist gut wärmeleitend, aber elektrisch isolierend an dem Heizdraht kontaktiert und befindet sich zusammen mit diesem in einem evakuierten Glaskolben. Die Messleitungen des Thermoelementes und die Zuführungen für die zu messende Spannung werden vakuumdicht durch das Glas geführt. Bei Übertemperaturen um 150 K gegenüber der Umgebungstemperatur stellen sich, je nach Material des Thermopaars, Ausgangsspannungen im Bereich einiger mV ein. Mehrere Faktoren beeinflussen die mit diesem Aufbau erzielbare Transferdifferenz, also die Abweichung zwischen Wechsel- und Gleichspannungssignalen, die zur selben Ausgangsspannung führen. Die wichtigsten sind der Thomson-Effekt und der Peltier-Effekt (Wärmetransport zwischen Materialübergängen durch Stromfluß), welche zusammen zu einem unsymmetrischen Temperaturgradienten entlang des Heizdrahtes führen.

### 2.2. Vielfachthermokonverter

Ziel der Entwicklung von Vielfachthermokonvertern war die Reduzierung der in Kap. 2.1 erwähnten Einflüsse durch den Thomson- und Peltier-Effekt. Durch eine große Anzahl von Thermoelementen, die gleichmäßig über den Heizdraht verteilt sind (Abb. 2.2), wird erreicht, dass die Übertemperatur abgesenkt werden kann und der Temperaturgradient über den

## 2. Stand der Thermokonverterentwicklung

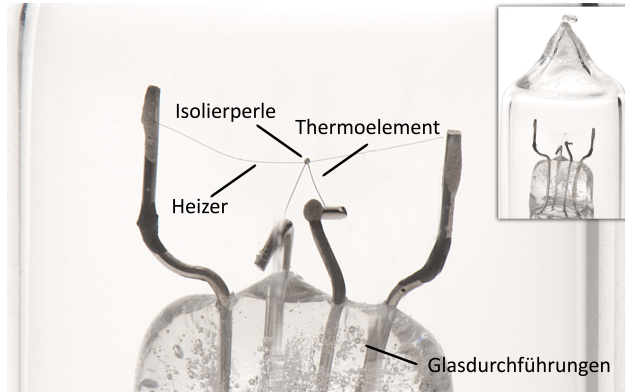


Abbildung 2.1.: Einfachthermokonverter

Heizer verringert wird. Eine solche Anordnung von Thermoelementen in Reihenschaltung wird Thermosäule genannt. Können alle Thermoelemente einer solchen Thermosäule exakt mit den gleichen Parametern hergestellt und perfekt periodisch angebracht werden, so verschwindet die vom Thomson-Effekt verursachte Transferdifferenz. In der Praxis ist dies nicht möglich, doch konnte durch eine gute Annäherung an diese Zustände die Transferdifferenz deutlich reduziert werden, während die Ausgangsspannung durch die Reihenschaltung vieler Thermoelemente in den gut messbaren Bereich um 100 mV angehoben wurde.

### 2.3. Planarer Vielfachthermokonverter

Während dem Vielfachthermokonverter aus Kap. 2.2 eine aufwändige Fertigung zugrunde liegt und eine reproduzierbare

### 2.3. Planarer Vielfachthermokonverter

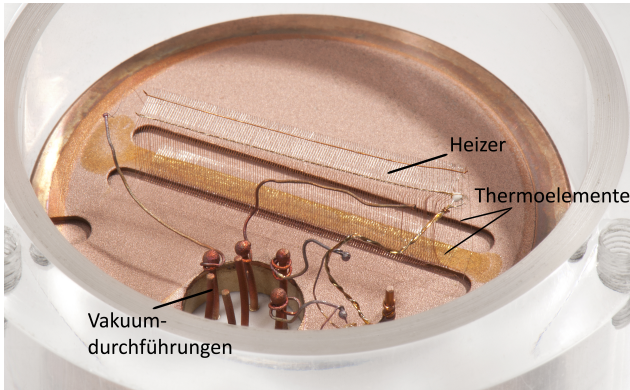


Abbildung 2.2.: Vielfachthermokonverter zum Betrieb im Vakuum. Die heißen Lötstellen sind die Kontaktpunkte von Thermoelementen und Heizer, die kalten Lötstellen (an der Grundplatte) bilden die zugehörige Vergleichsstelle mit der Umgebungstemperatur.

## 2. Stand der Thermokonverterentwicklung

Herstellung entsprechend schwierig ist, wird der planare Vielfachthermokonverter (PMJTC) durch eine Reihe von Beschichtungen und Ätzungen in einem gut reproduzierbaren Verfahren hergestellt. Die dreidimensionale Anordnung aus Abb. 2.2 wird in eine zweidimensionale Dünnschichtstruktur auf einem Siliziumträger überführt (Abb. 2.3). Im Bereich unterhalb des Heizers und der Thermoelemente wird das Trägermaterial auf eine dünne Membran ausgedünnt, um den Wärmetransport zu verringern. Der Fertigungsprozess erlaubt es die Wärmekapazität im Bereich des Heizers anzupassen. Hierzu wird unter dem Heizer mehr oder weniger Material entfernt und somit die Größe des vom stehengebliebenen Material gebildeten Obeliskens variiert. Auf diese Weise lassen sich die Thermokonverter auch für niedrige Frequenzen, bei denen eine hohe thermische Zeitkonstante benötigt wird, optimieren. Diese planaren Thermokonverter mit vielen Thermoelementen sind das weltweit verwendete Standardelement für den ac-dc Transfer. Sie benötigen im Gegensatz zum Vielfachthermokonverter nach Kap. 2.2 kein evakuiertes Gehäuse und sind gut verfügbar. Daher bilden sie den Ausgangspunkt für die im Rahmen dieser Arbeit realisierten, auf Thermokonvertern basierenden, Aufbauten.

### 2.4. Leistungstransport im planaren Vielfachthermokonverter

Die im Heizer umgesetzte Leistung erzeugt einen Temperaturanstieg in Heizer und Obelisk. In [Wei94] wurde die Empfindlichkeit  $S = \frac{U_a}{P_E}$  eines PMJTC in Abhängigkeit von einigen geometrischen Parametern des Thermokonverters, insbesondere Anzahl und Breite der Thermoelemente, untersucht. Hierbei

## 2.4. Leistungstransport im planaren Vielfachthermokonverter

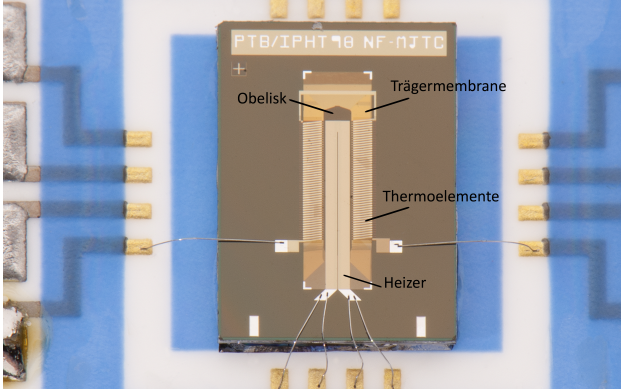


Abbildung 2.3.: Planarer Vielfachthermokonverter

sind  $U_a$  die Ausgangsspannung der Thermosäule und  $P_E$  die elektrische Eingangsleistung. Für diese Untersuchungen wurden einige Aspekte des Leistungstransportes berechnet und über Simulationsrechnungen die optimale Anzahl und Gestalt der Thermoelemente ermittelt.

Bei einem planaren Vielfachthermokonverter sei  $N$  die Anzahl der in Reihe geschalteten Thermoelemente,  $\alpha_{ab}$  der Seebeckkoeffizient der Thermopaare und  $\Delta T$  die Differenz zwischen Umgebungstemperatur  $T_0$  und der Temperatur des Heizwiderstandes  $T_H$ . Dann ergibt sich die Ausgangsspannung  $U_a$  des Thermokonverters zu

$$U_a = N \cdot \alpha_{ab} \cdot \Delta T \quad . \quad (2.1)$$

In [Wei94] wird die Eingangsleistung, wie für Thermokonverter üblich, als konstant angenommen. Weiterhin wird eine Wärmeabfuhr über umgebende Luft nicht berücksichtigt. Da-



## 2. Stand der Thermokonverterentwicklung

mit ergeben sich folgende Leistungsbeiträge:

- $P_E$  - Elektrische Leistung
- $P_T$  - über Wärmeleitung der Thermoelemente und Membran abgeführte Leistung
- $P_S$  - über Strahlung abgeführte Leistung

Die über die Thermoelemente und die Membran abgeführte Leistung ist

$$P_T = \frac{A_Q \cdot \lambda}{l_E} \cdot \Delta T \quad . \quad (2.2)$$

Hierbei sind

$A_Q$  - für den Wärmetransport wirksame Querschnittsfläche,

$l_E$  - Länge der Thermoelemente,

$\lambda$  - Wärmeleitfähigkeit des Thermoelements.

Mit (2.1) wird daraus

$$P_T = \frac{A_Q \cdot \lambda}{l_E} \cdot \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a \quad . \quad (2.3)$$

Die Berechnung der über Strahlung abgegebenen Leistung erfolgt getrennt für die vom Heizer und von den Thermoelementen abgegebene Leistung. Die gesamte Strahlungsleistung ergibt sich somit aus der Summe der beiden Einzelleistungen mit

$P_{S_H}$  - vom Heizer abgegebene Strahlungsleistung  
und

## 2.4. Leistungstransport im planaren Vielfachthermokonverter

$P_{\text{SE}}$  - von den Thermoelementen abgegebene Strahlungsleistung

zu

$$P_{\text{S}} = P_{\text{SH}} + P_{\text{SE}} \quad . \quad (2.4)$$

Aus dem Stefan-Boltzmann-Gesetz folgt, unter Berücksichtigung der aus der Umgebung zurückstrahlenden Leistung, die vom Heizer abgegebene Strahlungsleistung als

$$P_{\text{SH}} = \sigma \cdot A_{\text{H}} \cdot \epsilon_{\text{H}} \cdot (T_{\text{H}}^4 - T_0^4) \quad , \quad (2.5)$$

mit

$\sigma$  - Stefan-Boltzmann-Konstante,

$A_{\text{H}}$  - abstrahlende Oberfläche im Bereich des Heizers,

$\epsilon_{\text{H}}$  - Emissionskoeffizient des Heizerbereichs.

Mit  $T_{\text{H}} = T_0 + \Delta T$  und (2.1) wird daraus

$$P_{\text{SH}} = \sigma \cdot A_{\text{H}} \cdot \epsilon_{\text{H}} \cdot \left( \left( T_0 + \frac{1}{N \cdot \alpha_{\text{ab}}} \cdot U_{\text{a}} \right)^4 - T_0^4 \right) \quad . \quad (2.6)$$

Nach [Wei94] kann die Temperaturverteilung entlang der Thermoelemente als linear angenommen werden. Somit ergibt sich die im Bereich der Thermoelemente abgestrahlte Leistung analog zu (2.6)

$$P_{\text{SE}} = \sigma \cdot \epsilon_{\text{E}} \cdot \frac{A_{\text{E}}}{l_{\text{E}}} \cdot \int_0^{l_{\text{E}}} \left( \left( T_0 + \frac{1}{N \cdot \alpha_{\text{ab}}} \cdot U_{\text{a}} \cdot \frac{x}{l_{\text{E}}} \right)^4 - T_0^4 \right) dx \quad . \quad (2.7)$$

## 2. Stand der Thermokonverterentwicklung

In [Sca03] wurde die sich auf einem PMJTC mit Quarz als Trägermaterial einstellende Temperaturverteilung untersucht. Bei diesen Betrachtungen wurde zusätzlich mit  $P_L$  die über die im Thermokonvertergehäuse eingeschlossenen Luft abgeführte Leistung berücksichtigt. Da der Abstand zwischen Heizer und Abdeckkappe kleiner als 2 mm ist, kann nach [Elb91] davon ausgegangen werden, dass keine freie Konvektion auftritt. Dies liegt daran, dass in der Grenzschicht zwischen Material und Luft keine Konvektion auftritt, sondern ausschließlich Wärmeleitung [Chr10]. Die Grenzschichten an der Heizeroberfläche und der Abdeckkappe überlappen sich, so dass nur Wärmeleitung erfolgt. Die Bereiche ober- und unterhalb des Chips lassen sich als Parallelschaltung auffassen. Der Leistungstransport kann somit als Wärmeleitung durch die Luft beschrieben werden. Der Heizer und die Thermoelemente werden wieder getrennt betrachtet und die gesamte über die Luft abgegebene Leistung wird aus der Summe der beiden Einzelleistungen gebildet.

$$P_L = P_{LH} + P_{LE} \quad (2.8)$$

Da der Chip mit dem Heizer und den Thermoelementen nicht zentriert im Gehäuse sitzt, ergeben sich für den Abstand zur Grundplatte  $d_G$  und den Abstand zum Deckel  $d_D$  verschiedene Werte. Die vom Heizer über die Luft abgeleitete Leistung ergibt sich analog zu (2.3) als

## 2.4. Leistungstransport im planaren Vielfachthermokonverter

$$P_{\text{LH}} = O_{\text{H}} \cdot \lambda_{\text{L}} \cdot D_{\text{H}} \cdot \frac{1}{N \cdot \alpha_{\text{ab}}} \cdot U_{\text{a}} \quad . \quad (2.9)$$

Hierbei ist  $O_{\text{H}}$  die wirksame Oberfläche im Heizerbereich,  $\lambda_{\text{L}} = 0,026 \frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{K}}$  die Wärmeleitfähigkeit der Luft und  $D_{\text{H}} = \frac{1}{d_{\text{G}}} + \frac{1}{d_{\text{D}}}$  der wirksame Abstand.

Für den Bereich der Thermoelemente wird die Temperaturverteilung wieder als linear angenommen, was zu folgendem Ausdruck für  $P_{\text{LE}}$  führt:

$$P_{\text{LE}} = O_{\text{E}} \cdot \lambda_{\text{L}} \cdot D_{\text{E}} \cdot \frac{1}{l_{\text{E}}} \cdot \int_0^{l_{\text{E}}} \frac{1}{N \cdot \alpha_{\text{ab}}} \cdot U_{\text{a}} \cdot \frac{x}{l_{\text{E}}} \, dx \quad (2.10)$$



## 3. Möglichkeiten der Leistungsmessung

Es gibt mehrere Wege, die von einer Quelle abgegebene elektrische Leistung zu messen. Für die in dieser Arbeit betrachteten Signalformen, die im Allgemeinen arbiträr und nicht stationär sind, wurden 3 mögliche Vorgehensweisen untersucht:

1. Abtastung der Spannung über einer bekannten Impedanz
2. Berechnen der Leistung aus der Ausgangsspannung eines Thermokonverters
3. Vergleich mit einer bekannten Größe über Kompensationsverfahren

### 3.1. Abtastverfahren

Die Signalanalyse durch Abtastung und Digitalisierung mit hohen Abtastraten und anschließender computergestützter Auswertung ist eine weit verbreitete und schnell verfügbare Methode. Im einfachsten Fall, einer Sinusschwingung, lässt sich aus den aufgezeichneten Werten der zeitliche Verlauf und der Effektivwert des Signals berechnen, sofern bei der Aufzeichnung das Abtasttheorem nicht verletzt wurde. Liegt ein Signal vor, welches periodisch, aber nicht sinusförmig ist, so lässt sich

### 3. Möglichkeiten der Leistungsmessung

das Signal, ebenfalls davon ausgehend, dass das Abtasttheorem erfüllt ist, mittels einer Fourieranalyse in seine einzelnen Frequenzkomponenten zerlegen. Für jede dieser Sinusschwingungen, aus denen das Signal zusammengesetzt wurde, lassen sich nun einzeln der zeitliche Verlauf und Effektivwert berechnen, woraus der Effektivwert des Gesamtsignals berechnet werden kann.

Da die Abtastfrequenz immer endlich ist, können Sprünge und Impulse in dem zu messenden Signal mit einem Abtastverfahren und anschließender Fouriertransformation grundsätzlich nicht exakt erfasst werden. Ein abtastend arbeitendes Gerät wird immer zusammen mit einem anti-aliasing Filter betrieben, welches sicher stellt, dass die höchste im abgetasteten Signal auftretende Frequenz nicht mehr als die halbe Abtastfrequenz beträgt. So ein Filter führt grundsätzlich auch im Durchlassbereich zu einer Veränderung des Messsignals.

Eine genaue Untersuchung typischer Mikrogeneratoren würde die Entwicklung eines Abtastverfahrens für bestimmte Normsignale ermöglichen. Mit diesen wäre eine Messung möglich, die jedoch auf die wenigen Normsignale beschränkt ist. Eine weitaus größere Menge an messbaren Signalen erhält man, wenn ein Abtastsystem, mit vorgeschaltetem anti-aliasing-Filter, in einem großen Frequenzspektrum von dc bis zur cut-off Frequenz des Filters kalibriert wird. Auf diese Weise läßt sich die frequenzabhängige Messabweichung  $M(f)$  aufnehmen und nach einer Fouriertransformation des abgetasteten Signals korrigieren. Um die Fouriertransformation auszuführen, wird das Signal hierbei als Ausschnitt von der Größe einer Periode eines periodischen Signals aufgefasst. Kap. 5.4 befasst sich mit diesem Vorgehen.

## 3.2. Leistungsmessung über Thermokonverter

In einem Thermokonverter wird die Eingangsleistung in eine Temperaturerhöhung umgewandelt, welche mit Thermoelementen gemessen wird. Thermokonverter werden seit langem zum Vergleich sinusförmiger Wechselgrößen mit äquivalenten Gleichgrößen eingesetzt. Dies ist notwendig, um die Rückführung der Wechselstrommessung auf die SI-Basiseinheiten zu erreichen, welche als Gleichgrößen vorliegen. Das Verhalten der Thermokonverter unter stationären Bedingungen ist bereits ausführlich und unter verschiedenen Gesichtspunkten untersucht worden in [Klo87] [Wei94] [Sca03] [Lai99].

Wird ein Thermokonverter nicht mit einem stationären Signal betrieben, so erreicht er zwar nicht den Gleichgewichtszustand, welcher beim Vergleich von Wechsel- und Gleichgrößen angestrebt wird, dennoch läßt sich aus seiner Ausgangsspannung und seinen konstruktiven Parametern die zugeführte elektrische Leistung berechnen.

In [Wei94] wird ein Simulationsprogramm beschrieben, welches zur Optimierung des zweidimensionalen Layouts eines planaren Vielfachthermoknverters verwendet wurde. Entsprechend der Anwendung dieses Programms wurde der Einfluss des den Thermokonverter umgebenden Gases nicht berücksichtigt und es wurde nur der eingeschwungene Zustand für konstante Eingangsleistungen betrachtet. Werden die diesem Simulationsprogramm zugrunde liegenden Gleichungen so erweitert, dass der Einfluss des umgebenden Gases berücksichtigt wird und der Einfluß eines zeitlich veränderlichen Eingangssignales bestimmt werden kann, so wird daraus ein vollständiges mathe-



### *3. Möglichkeiten der Leistungsmessung*

mathematisches Modell des Thermokonverters. Die hierfür notwendigen Berechnungen sind in Kap. 4.1 ausgeführt. Aus dem mathematischen Modell lässt sich, wie in Kap. 4 gezeigt wird, ein Modell in MATLAB Simulink erstellen und aus diesem ein inverses Modell. Durch eine hohe Auflösung und geringe Unsicherheit in der Erfassung des zeitlichen Verlaufes der Ausgangsspannung des Thermokonverters, wie sie durch Aufzeichnung mit dem in Kap. 5 beschriebenen Aufzeichnungsmodul erreicht wird, kann die im Messzeitraum vom Thermokonverter aufgenommene Energiemenge berechnet werden, wie in Kap. 6 gezeigt wird.

### **3.3. Kompensationsverfahren mit Thermokonverter**

Die klassische ac-dc-Transfermessung sieht den Betrieb des Thermokonverters unter stationären Bedingungen vor. Das zu messende Wechsignal wird abwechselnd mit dem Gleichspannungssignal an den Thermokonverter gelegt. Ist die Periodendauer des zu messenden Signals in Relation zur Zeitkonstante des Thermokonverters klein, so kann das Gleichspannungssignal derart geregelt werden, dass die Ausgangsspannung des Thermokonverters für beide Signalformen gleich ist. Dieses Vorgehen ermöglicht eine vereinfachte Betrachtung, da die Umgebungstemperatur und die aus der Temperaturdifferenz resultierenden Leistungsströme für die beiden zu vergleichenden Signale identisch sind. Da hier nicht periodische, nicht stationäre Signale gemessen werden sollen, kann dieser Zustand konstanter Temperatur nicht so einfach erreicht werden und dieses Vergleichsprinzip ist nicht ohne Änderungen übertragbar.

### 3.3. Kompensationsverfahren mit Thermokonverter

In der Vergangenheit wurden mehrere Arbeiten durchgeführt, um Thermokonverter als isothermale Systeme zu betreiben. Hierbei wurden dreidimensionale Aufbauten [Kat89] mit zwei Heizern ebenso verwendet, wie verschiedene planare Systeme mit Widerstandsthermometern [FLKK97] und radiometrischen Sensoren [FLK95]. Die Verbesserung, welche durch Einspeisung phasenverschobener Signale in zwei Heizer erreicht werden kann [Bud95] wurde untersucht und es wurde ein Komplettsmodul zum AC-DC Transfer mit einem Thermokonverter realisiert, bei dem das Potential eines Pols des Heizers während der Transfermessung durch eine Regelung verändert wurde, um die Temperatur zu stabilisieren [BSK03].

Gemeinsames Ziel dieser Versuche war die Verkleinerung der Transferdifferenz bzw. eine Beschleunigung des Messvorgangs für den klassischen AC-DC Transfer. Der Vorteil isothermal betriebener Thermokonverter liegt darin, dass der Gleichgewichtszustand, in dem die Übertemperatur  $\Delta T$  des Heizers konstant ist, nicht, oder nur für einen sehr kurzen Zeitraum, verlassen wird. Somit verkürzt sich die Wartezeit, die bei einem Umschalten von AC auf DC eingehalten werden muß, damit der Thermokonverter sein stationäres Ausgangssignal erreicht. Dennoch setzten all diese Aufbauten ein sinusförmiges, oder zumindest periodisches und stationäres Signal voraus, da sie nur den Vergleich der sich aus dem Messsignal ergebenden konstanten Heizleistung mit der, ebenfalls konstanten, Heizleistung eines extern erzeugten Gleichspannungssignals erlauben.

Im Gegensatz zu den erwähnten Arbeiten zielt die vorliegende Arbeit jedoch nicht auf einen Vergleich von extern erzeugten ac- und dc-Signalen, sondern auf eine direkte Messung der in arbiträren Messsignalen enthaltenen Energie. Die erwarteten Signale sind mangels Periodizität und da sie nicht stationär

### 3. Möglichkeiten der Leistungsmessung

sind, grundsätzlich nicht geeignet einen Thermokonverter im Gleichgewichtszustand zu betreiben. Um die Vorteile eines solchen isothermalen Zustandes dennoch nutzen zu können, wurde ein Aufbau realisiert, der es erlaubt über einen zweiten Heizer eine konstante Übertemperatur einzustellen [TMF14].

Die neuen Thermokonverter erhalten, zusätzlich zu den normalen Bestandteilen, einen zweiten Heizwiderstand, welcher elektrisch, aber nicht thermisch, isoliert oberhalb des ersten Heizers aufgebracht wird. Die Temperatur am warmen Ende der Thermoelemente stellt sich abhängig von der Summe der von beiden Heizern eingetragenen Leistung ein. Der untere Heizer wird zum Anschluß des zu messenden Signals verwendet, während an den oberen Anschluß ein Regler angeschlossen wird. Wird nun die Ausgangsspannung des Thermokonverters auf einem konstanten Wert gehalten, so ist die zu messende Leistung  $P_{\text{Messsignal}}$  aus dem Ausgangssignal des Reglers berechenbar.

Da die Temperaturabhängigkeit vieler Parameter, wie Seebeck-Koeffizient und abgestrahlte Leistung, durch den stationären Betrieb keine Auswirkungen haben und das zu messende Signal vom Eingang der Abtastkarte und dem Regler galvanisch getrennt ist, lassen sich mit einem solchen vergleichenden Aufbau viele Vereinfachungen in der Signalauswertung und Erfassung gegenüber den anderen diskutierten Aufbauten erzielen. Dieses Verfahren wird in Kap. 7 beschrieben.

## 4. Simulationsmodell eines Thermokonverters

Als Grundlage für den in Kap. 3.2 überlegten und in Kap. 6 vorgestellten Aufbau und die notwendigen Berechnungen wurde ein Modell zur Simulation von Thermokonvertern erstellt. Hierzu ist es notwendig, die in Kap. 2.4 gezeigten Leistungs-transportmechanismen genauer zu betrachten und somit ein komplettes mathematisches Modell des verwendeten Thermokonverters zu erstellen.

### 4.1. Wirkende Leistung und Ausgangsspannung

Wenn der Heizwiderstand zum Zeitpunkt  $t = 0$  auf der selben Temperatur  $T_0$  wie seine Umgebung ist, so kann man die Erhöhung der im Widerstand gespeicherten thermischen Energie  $\Delta W$  aus der Temperaturerhöhung und der Wärmekapazität  $C_W$  des Heizers mit

$$\Delta W = C_W \cdot \Delta T \quad (4.1)$$

berechnen.

Die zu einem Zeitpunkt  $t = \tau$  im Heizer gespeicherte Energie  $\Delta W$  ist die Summe aller dem Widerstand zugeführten, abzüg-

#### 4. Simulationsmodell eines Thermokonverters

lich der ihm entzogenen Energiebeiträge, seit dem Zeitpunkt  $t = 0$ . Sie ist somit gegeben durch

$$\Delta W(t = \tau) = \int_0^{\tau} P(t) dt \quad . \quad (4.2)$$

Führt man (2.1), (4.1) und (4.2) zusammen, ergibt sich der Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung  $U_a$  und am Widerstand wirkender Leistung  $P(t)$  zu

$$\frac{U_a(t = \tau)}{N \cdot \alpha_{ab}} = \frac{1}{C_W} \int_0^{\tau} P(t) dt \quad . \quad (4.3)$$

Die am Widerstand wirkende Gesamtleistung  $P(t)$  setzt sich aus der in den Widerstand eingebrachten elektrischen Leistung und den vom Widerstand ausgehenden Leistungen zusammen, wobei die einzelnen Leistungen als zeitabhängige Größen betrachtet werden.

Es gilt

$$P(t) = P_E(t) - P_T(t) - P_S(t) - P_L(t) \quad (4.4)$$

mit

$P_E(t)$  - Elektrische Leistung,

$P_T(t)$  - über Wärmeleitung der Thermoelemente und Membran abgeführte Leistung,

$P_S(t)$  - über Strahlung abgeführte Leistung,

$P_L(t)$  - über die Luft abgeführte Leistung.

Mit (4.4) und (2.2) bis (2.10) läßt sich (4.3) schreiben als

#### 4.1. Wirkende Leistung und Ausgangsspannung

$$\begin{aligned}
\frac{C_W}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t = \tau) &= \int_0^\tau P_E(t) dt \\
&- \int_0^\tau \frac{A_Q \cdot \lambda}{l_E} \cdot \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t) dt \\
&- \int_0^\tau \sigma \cdot \epsilon_H \cdot A_H \cdot \left( (T_0 + \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t))^4 \right. \\
&\quad \left. - T_0^4 \right) dt \\
&- \int_0^\tau \sigma \cdot \epsilon_E \cdot \frac{A_E}{l_E} \cdot \int_0^{l_E} \left( (T_0 + \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot \right. \\
&\quad \left. \cdot U_a(t) \cdot \frac{x}{l_E})^4 - T_0^4 \right) dx dt \\
&- \int_0^\tau O_H \cdot \lambda_L \cdot D_H \cdot \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t) dt \\
&- \int_0^\tau O_E \cdot \lambda_L \cdot D_E \cdot \frac{1}{l_E} \cdot \\
&\quad \cdot \int_0^{l_E} \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t) \cdot \frac{x}{l_E} dx dt \quad .
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Wenn die Materialeigenschaften  $\alpha_{ab}$ ,  $\lambda$ ,  $\epsilon_H$ ,  $\epsilon_E$  und die spezi-

#### 4. Simulationsmodell eines Thermokonverters

fische Wärmekapazität des Heizermaterials, sowie die geometrischen Parameter  $A_Q, A_H, A_E, l_E, N, D_H, D_E$  bekannt sind, so kann die in einem Zeitintervall  $\tau$  im Heizer umgesetzte elektrische Leistung aus der Ausgangsspannung des Thermokonverters berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 \int_0^\tau P_E(t) dt &= \int_0^\tau \frac{A_Q \cdot \lambda}{l_E} \cdot \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t) dt \\
 &+ \int_0^\tau \sigma \cdot \epsilon_H \cdot A_H \cdot \left( \left( T_0 + \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t) \right)^4 - T_0^4 \right) dt \\
 &+ \int_0^\tau \sigma \cdot \epsilon_E \cdot \frac{A_E}{l_E} \cdot \int_0^{l_E} \left( \left( T_0 + \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t) \cdot \frac{x}{l_E} \right)^4 - T_0^4 \right) dx dt \\
 &+ \int_0^\tau O_H \cdot \lambda_L \cdot D_H \cdot \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t) dt \\
 &+ \int_0^\tau O_E \cdot \lambda_L \cdot D_E \cdot \frac{1}{l_E} \cdot \int_0^{l_E} \frac{1}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t) \cdot \frac{x}{l_E} dx dt \\
 &+ \frac{C}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t = \tau)
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Löst man die Klammern auf und berechnet die Integrale über die Thermoelemente wird daraus

#### 4.1. Wirkende Leistung und Ausgangsspannung

$$\begin{aligned}
\int_0^\tau P_E(t) dt &= \frac{A_Q \cdot \lambda}{l_E \cdot N \cdot \alpha_{ab}} \cdot \int_0^\tau U_a(t) dt + \sigma \cdot \epsilon_H \cdot A_H \cdot \left[ \tau \cdot T_0^4 + \frac{4 \cdot T_0^3}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot \right. \\
&\quad \cdot \int_0^\tau U_a(t) dt + \frac{6 \cdot T_0^2}{N^2 \cdot \alpha_{ab}^2} \cdot \int_0^\tau U_a^2(t) dt + \frac{4 \cdot T_0}{N^3 \cdot \alpha_{ab}^3} \cdot \\
&\quad \cdot \int_0^\tau U_a^3(t) dt + \frac{1}{N^4 \cdot \alpha_{ab}^4} \cdot \int_0^\tau U_a^4(t) dt - \tau \cdot T_0^4 \Big] \\
&\quad + \int_0^\tau \sigma \cdot \epsilon_E \cdot \frac{A_E}{l_E} \cdot \left[ l_E \cdot T_0^4 + \frac{4 \cdot T_0^3 \cdot l_E}{N \cdot \alpha_{ab} \cdot 2} \cdot U_a(t) \right. \\
&\quad + \frac{6 \cdot T_0^2 \cdot l_E}{N^2 \cdot \alpha_{ab}^2 \cdot 3} \cdot U_a^2(t) + \frac{4 \cdot T_0 \cdot l_E}{N^3 \cdot \alpha_{ab}^3 \cdot 4} \cdot U_a^3(t) \\
&\quad \left. + \frac{l_E}{N^4 \cdot \alpha_{ab}^4 \cdot 5} \cdot U_a^4(t) - l_E \cdot T_0^4 \right] dt \\
&\quad + \frac{O_H \cdot \lambda_L \cdot D_H}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot \int_0^\tau U_a(t) dt + \int_0^\tau \frac{O_E \cdot \lambda_L \cdot D_E}{2 \cdot N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t) dt \\
&\quad + \frac{C}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t = \tau) \quad .
\end{aligned} \tag{4.7}$$

Sortiert nach den Integralen über die Potenzen von  $U_a(t)$  ergibt sich



#### 4. Simulationsmodell eines Thermokonverters

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\tau} P_E(t) dt &= \frac{C}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot U_a(t = \tau) \\
 &+ \left[ \frac{A_Q \cdot \lambda}{l_E \cdot N \cdot \alpha_{ab}} + \frac{\sigma \cdot \epsilon_H \cdot A_H \cdot 4 \cdot T_0^3}{N \cdot \alpha_{ab}} \right. \\
 &+ \frac{\sigma \cdot \epsilon_E \cdot A_E \cdot 2 \cdot T_0^3}{N \cdot \alpha_{ab}} + \frac{O_H \cdot \lambda_L \cdot D_H}{N \cdot \alpha_{ab}} \\
 &+ \left. \frac{O_E \cdot \lambda_L \cdot D_E}{2 \cdot N \cdot \alpha_{ab}} \right] \cdot \int_0^{\tau} U_a(t) dt \\
 &+ \left[ \frac{\sigma \cdot \epsilon_H \cdot A_H \cdot 6 \cdot T_0^2}{N^2 \cdot \alpha_{ab}^2} \right. \\
 &+ \left. \frac{\sigma \cdot \epsilon_E \cdot A_E \cdot 2 \cdot T_0^2}{N^2 \cdot \alpha_{ab}^2} \right] \cdot \int_0^{\tau} U_a^2(t) dt \\
 &+ \left[ \frac{\sigma \cdot \epsilon_H \cdot A_H \cdot 4 \cdot T_0}{N^3 \cdot \alpha_{ab}^3} \right. \\
 &+ \left. \frac{\sigma \cdot \epsilon_E \cdot A_E \cdot T_0}{N^3 \cdot \alpha_{ab}^3} \right] \cdot \int_0^{\tau} U_a^3(t) dt \\
 &+ \left[ \frac{\sigma \cdot \epsilon_H \cdot A_H}{N^4 \cdot \alpha_{ab}^4} + \frac{\sigma \cdot \epsilon_E \cdot A_E}{N^4 \cdot \alpha_{ab}^4 \cdot 5} \right] \cdot \int_0^{\tau} U_a^4(t) dt \quad .
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

#### *4.1. Wirkende Leistung und Ausgangsspannung*

Die Berechnungen zur Bestimmung der einzelnen Geometrie- und Materialparameter sind in Anhang A.2 dargestellt.

### 4.2. Modellbildung

Der ermittelte Zusammenhang von Ausgangsspannung und Eingangsleistung sowie die in Kap. A.2 ermittelten Werte werden zu einem Modell des Thermokonverters zusammengeführt. Abb. 4.1 zeigt das Blockschaltbild dieses Modells. Die Ausgestaltung der einzelnen Funktionsblöcke wird in Kap. 4.3 vorgestellt.

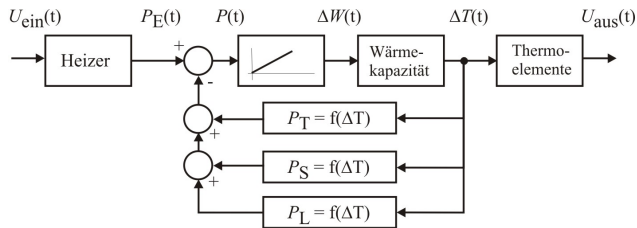


Abbildung 4.1.: Blockschaltbild des Modells eines Thermokonverters

Aus diesem Modell wurde ein inverses Modell erstellt, welches für die Berechnung der elektrischen Eingangsleistung und der Eingangsspannung des Thermokonverters verwendet wird. Dieses inverse Modell zeigt Abb. 4.2.

### 4.3. Simulink-Umsetzung des Thermokonvertermodells

Das in Kap. 4.2 entwickelte Modell eines Thermokonverters wurde in MATLAB Simulink übertragen. Die Ausgestaltung der einzelnen Funktionsblöcke ist, am Beispiel des für den in

### 4.3. Simulink-Umsetzung des Thermokonvertermodells

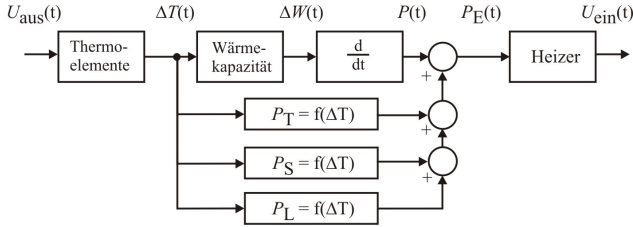


Abbildung 4.2.: Blockschaltbild des inversen Modells eines Thermokonverters

Kap. 6 verwendeten Thermokonverters 01-9-40, in Abb. 4.3 bis Abb. 4.5 dargestellt.

Um eventuelle Zuleitungswiderstände berücksichtigen zu können, wird aus der Eingangsspannung des Thermokonverters zunächst der Strom berechnet. Aus dem Strom wird die am Heizer anliegende Spannung und aus beiden Werten die elektrische Heizleistung ermittelt (Abb. 4.3).

Die am Widerstand wirkende Leistung  $P$  wird integriert und aus der so berechneten Energie wird mit der Wärmekapazität die Temperaturerhöhung  $\Delta T$  ermittelt (Abb. 4.4).

#### 4. Simulationsmodell eines Thermokonverters

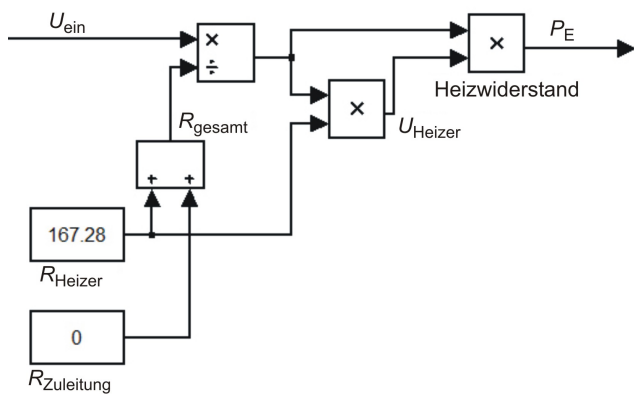


Abbildung 4.3.: SIMULINK-Modell des Heizers

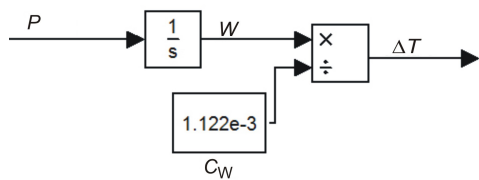


Abbildung 4.4.: SIMULINK-Modell der Wärmekapazität von Heizer und Obelisk

### 4.3. Simulink-Umsetzung des Thermokonvertermodells

Aus der Temperaturerhöhung und der Umgebungstemperatur werden die wirksamen Seebeckkoeffizienten der Thermopaare ermittelt und anschließend die Ausgangsspannung errechnet. Hierbei wird für die Temperaturabhängigkeit der Seebeckkoeffizienten der bekannte lineare Anteil berücksichtigt (Abb. 4.5).

Mit den geometrischen Parametern, den verschiedenen Wärmeleitfähigkeiten, dem Emissionskoeffizienten und der Stefan-Boltzmann-Konstante werden die einzelnen Komponenten der abgeführten Leistung errechnet (Abb. 4.6 bis 4.8). Die Summe dieser Leistungen wird von der elektrischen Leistung nach Abb. 4.3 abgezogen und als Gesamtleistung  $P$  dem Obelisken (Abb. 4.4) zugeführt.

#### 4. Simulationsmodell eines Thermokonverters

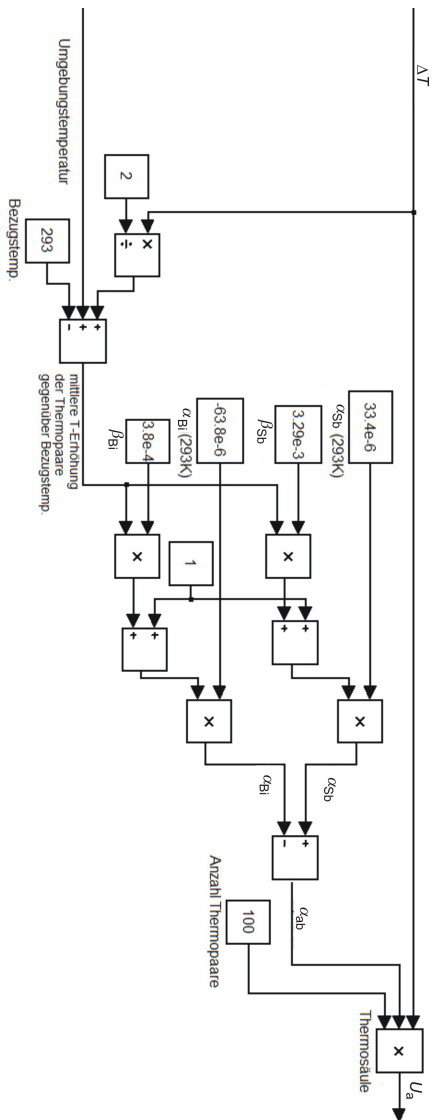


Abbildung 4.5.: SIMULINK-Modell der Thermosäule

### 4.3. Simulink-Umsetzung des Thermokonvertermodells

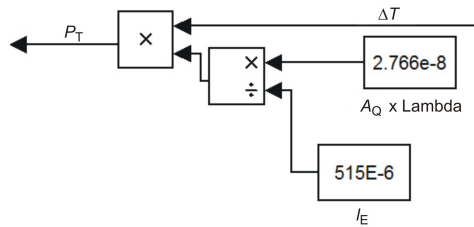


Abbildung 4.6.: SIMULINK-Modell der Wärmeleitung über die Thermoelemente

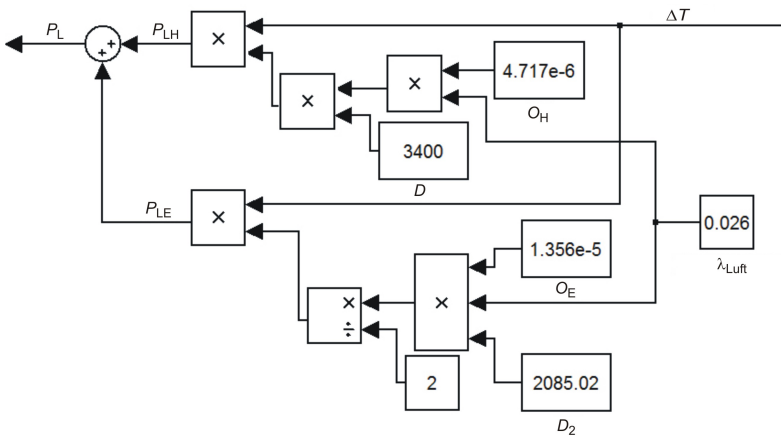


Abbildung 4.7.: SIMULINK-Modell der Wärmeleitung über die Luft



#### 4. Simulationsmodell eines Thermokonverters

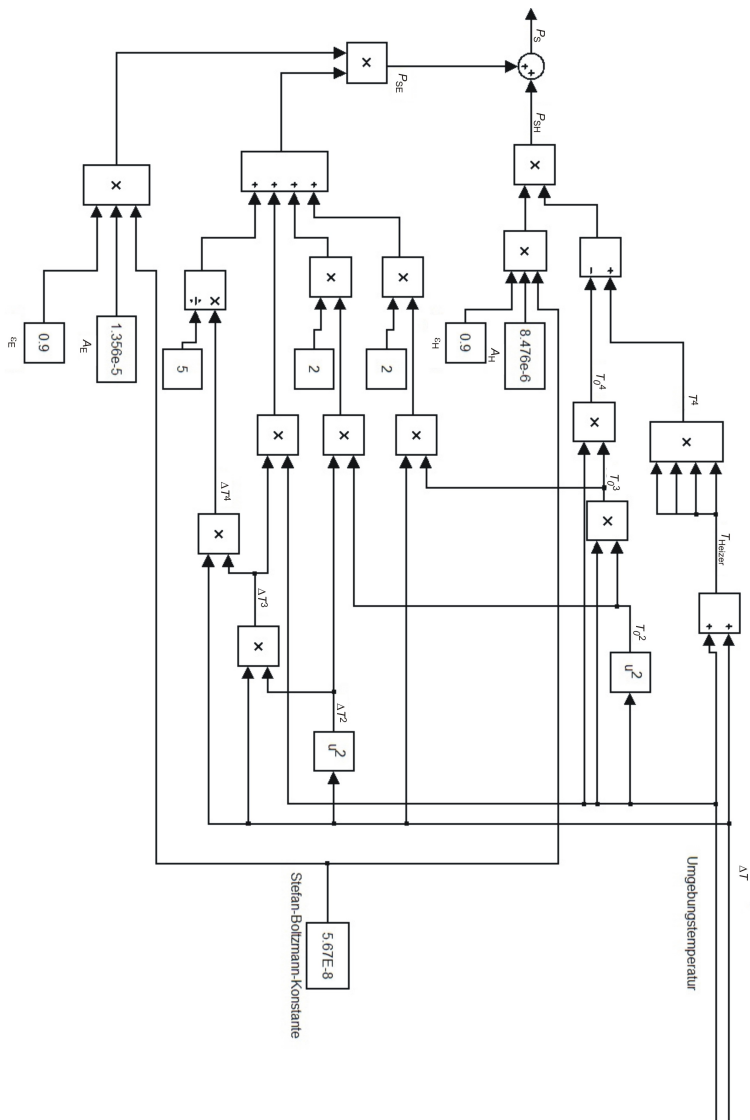


Abbildung 4.8.: SIMULINK-Modell der Wärmestrahlung

## 5. Kalibrierung des A/D-Umsetzers

Alle im Rahmen der vorliegenden Arbeit realisierten Messaufbauten verwenden zur Erfassung der Messdaten eine 2-Kanal-Abtastkarte vom Typ NI-5922 der Firma National Instruments als A/D-Umsetzer. In dieser Messkarte kommt ein Sigma-Delta-Umsetzer zum Einsatz, dem ein analoges Filter vorgeschaltet ist. Weiterhin führt die Abtastkarte eine digitale Filterung durch, für welche mehrere Filteralgorithmen zur Auswahl stehen.

Die vom Hersteller zur Verfügung gestellten Informationen über die internen Vorgänge, die Stabilität und die Messunsicherheit sind für die hier realisierten Anwendungen nicht ausreichend. Aus diesem Grund wurde eine Untersuchung des DC- und AC-Verhaltens des Abtastsystems durchgeführt.

Die im Folgenden beschriebenen Untersuchungen, Modellierungen und Korrekturen wurden in Zusammenarbeit mit Enrico Mohns und Mathias Schmidt durchgeführt und auf der *Conference on Precision Electromagnetic Measurements 2012* vorgestellt [TMT12].

## 5.1. Kalibrierung mittels zufälliger Messpunkte

Zur Bestimmung der DC-Linearität der beiden Messkanäle A und B wird das Ausgangssignal eines Kalibrators FLUKE 5720A zeitgleich an beide Messeingänge und ein, als Referenzmesssystem dienendes, rückgeführt kalibriertes DC-Voltmeter HP 3458A angelegt. Die Differenz zwischen den Messergebnissen des Digitizers und des DC-Voltmeters ist die absolute Messabweichung.

Es wurde ein Kalibrierverfahren mit einer zufallsgesteuerten Messpunktauswahl entwickelt, welches in [TMT12] vorgestellt wurde. Hierbei werden 2000 Messpunkte, mit einer Auflösung von  $1\,\mu\text{V}$ , zufällig über den Messbereich verteilt. Durch die zufällige Verteilung werden auch nah beieinander liegende Spannungswerte zu verschiedenen Zeitpunkten angesteuert, wodurch eine zeitliche Drift im Verlaufe der Kalibrierung mit berücksichtigt wird. Zu jedem Messpunkt werden aus 12 Einzelmessungen der Mittelwert und die zugehörige Standardabweichung für jeden Messkanal und das Referenzmesssystem ermittelt. Die Messabweichung  $\Delta U = U_{\text{M}} - U_{\text{Ref}}$  wird über der Referenzspannung aufgetragen.

Aus der Messabweichung (Abb. 5.1) ist ersichtlich, dass die Ausgleichskurve einem Polynom 3.Ordnung folgt. Das zugehörige Polynom wird berechnet und es ergibt sich die in Abb. 5.2 gezeigte Ausgleichskurve der absoluten Messabweichung.

## 5.1. Kalibrierung mittels zufälliger Messpunkte

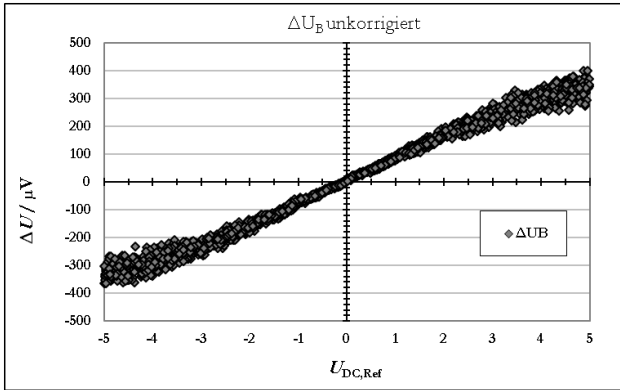


Abbildung 5.1.: Absolute Messabweichung des 5 V Bereiches eines Messkanals des Digitizers

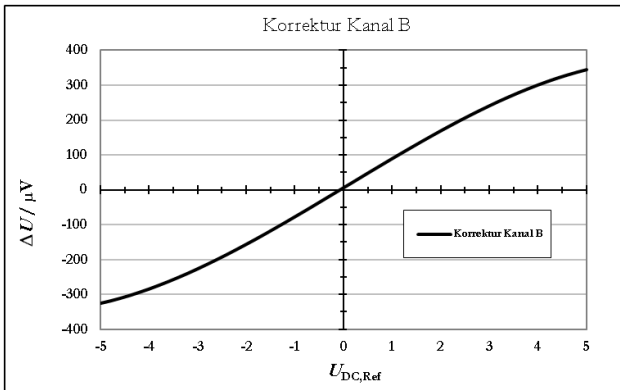


Abbildung 5.2.: Ausgleichskurve durch die Messpunkte nach Bild 5.1

## 5. Kalibrierung des A/D-Umsetzers

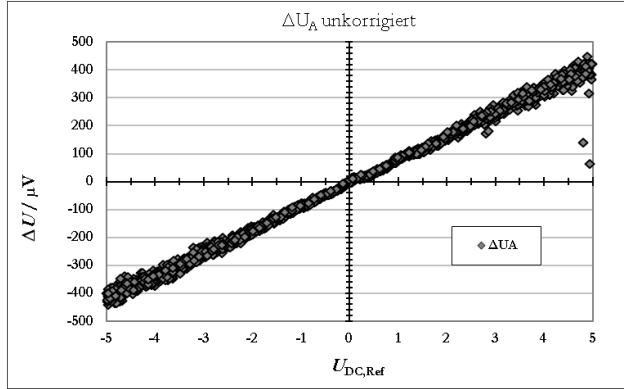


Abbildung 5.3.: Messabweichung mit Fehlmessungen am positiven Bereichsende

Vereinzelte kommen zufällige Fehlmessungen (z.B. durch zufälliges Berühren der Leitungen) vor, welche daran zu erkennen sind, dass die Messabweichung sich deutlich von der Messabweichung an umliegenden Messpunkten unterscheidet (Abb. 5.3). Um den Einfluß dieser Fehlmessungen auf das Gesamtergebnis zu eliminieren, werden alle Messpunkte herausgenommen, deren Messabweichung mehr als  $150 \mu V$  von der durch das Ausgleichspolynom beschriebenen Kurve abweicht. An Stelle des Ergebnisses der Fehlmessung wird ein Wert eingesetzt, der aus dem Referenzwert und der durch das Polynom beschriebenen Messabweichung für diesen Messpunkt berechnet wird. Anschließend wird das Korrekturpolynom neu berechnet.

Die um Fehlmessungen bereinigten Messergebnisse werden um den durch das neue Polynom gegebenen Wert korrigiert und erneut gegen die Referenzspannung aufgetragen (Abb. 5.4).

Aus den in Abb. 5.4 dargestellten Messergebnissen folgt, dass

### 5.1. Kalibrierung mittels zufälliger Messpunkte

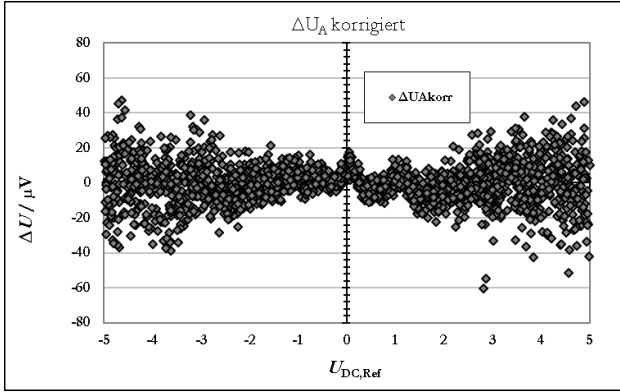


Abbildung 5.4.: Um Fehlmessungen und Linearitätsfehler bereinigte Messabweichung

die Messunsicherheit der Abtastkarte in Abhängigkeit von der Messspannung durch eine quadratische Gleichung beschrieben werden kann. Sie ist somit gegeben durch

$$u = \pm(a \cdot |U_{DC}|^2 + b \cdot |U_{DC}| + c) \quad . \quad (5.1)$$

Die Parameter der Messunsicherheit für den Digitizer werden aus mehreren Messungen so ermittelt, dass sich für beide Messkanäle die gleiche Unsicherheit ergibt.

## 5.2. Stabilität der DC-Linearität

Die im vorangegangenen Kapitel beschriebene vollständige DC-Kalibrierung der Abtastkarte nimmt etwa 8 Stunden in Anspruch. Es ist somit nicht realisierbar, vor jeder einzelnen Messung eine vollständige Kalibrierung durchzuführen. Da der kubische und quadratische Anteil des Korrekturpolynoms nicht die bestimmenden Komponenten der Messabweichung sind, wurde zunächst versucht ein Verfahren zur schnellen Kalibrierung des Umsetzers zu entwickeln. Dieses Verfahren erwies sich als ungeeignet, wird der Vollständigkeit halber jedoch in Kap. 5.2.1 erläutert. Der anschließenden Untersuchung der Langzeitstabilität der DC-Linearität widmet sich Kap. 5.2.2.

### 5.2.1. Vereinfachte Bestimmung von Verstärkungs- und Nullpunktfehler

Das Verfahren zur vereinfachten Bestimmung von Verstärkungs- und Nullpunktfehler basiert auf der Beobachtung, dass der quadratische und kubische Anteil des Korrekturpolynoms, innerhalb der geforderten Messunsicherheit, nach jeder Selbstkalibrierung der Abtastkarte ähnliche Werte annehmen. Somit müssen nur der Verstärkungs- und der Nullpunktfehler zusätzlich ermittelt werden. Um die nach jeder Selbstkalibrierung hierfür benötigte Zeitspanne gegenüber der für eine Komplettmessung nach Kap. 5.1 benötigten zu verkürzen, wurde untersucht, ob sich diese Faktoren bereits mit wenigen Messpunkten zuverlässig ermitteln lassen. Hierzu wurden für den  $\pm 5\text{ V}$  Messbereich die Messpunkte  $U = 3\text{ V}$ ,  $U = 0\text{ V}$  und  $U = -3\text{ V}$  ausgewählt. Aus den Messungen bei  $U = 3\text{ V}$  und  $U = -3\text{ V}$  lässt sich der Verstärkungsfaktor ermitteln, während die Nullpunkt-

messung direkt den Offset ergibt. Um eine größere Datenbasis zu haben und eine Aussage über die Qualität der Einzelmessung treffen zu können, wird jeder Messpunkt 8 mal gemessen und daraus der Mittelwert gebildet. Diese Messung wird einmal in der Reihenfolge  $U = 3\text{ V}$ ,  $U = 0\text{ V}$ ,  $U = -3\text{ V}$  und einmal in umgekehrter Reihenfolge vorgenommen. Es werden somit 2 Verstärkungsfaktoren und 2 Nullpunktfehler ermittelt. Aus diesen wird wiederum der Mittelwert gebildet und die so erhaltenen Werte werden zur Vervollständigung des Korrekturpolynoms herangezogen. Um die Tauglichkeit dieses Verfahrens zu überprüfen wurden folgende Messungen vorgenommen:

1. Eine nach einer Selbstkalibrierung des Digitizers durchgeführte Messung, bei der dieses Verfahren 24 mal in Folge durchgeführt wurde, um die Stabilität zu zeigen.
2. Mehrere Messungen, jeweils direkt nach einer Selbstkalibrierung des Digitizers und vor einer vollständigen Messung nach Kap. 5.1, um zu überprüfen, ob die ermittelten Korrekturwerte ausreichend mit den aufwändiger ermittelten übereinstimmen.

Es zeigte sich, dass die Übereinstimmungen zwischen den mittels des Verfahrens zur vereinfachten Bestimmung von Verstärkungs- und Nullpunktfehler und den mit einer vollständigen Kalibrierung nach Kap. 5.1 ermittelten Parametern des Korrekturpolynoms nicht ausreichend waren, um die angestrebte Messunsicherheit zu gewährleisten. Das Verfahren wird daher nicht weiter verwendet. Es wird somit immer eine vollständige Kalibrierung durchgeführt.



### 5.2.2. Langzeitstabilität der DC-Linearität

Nachdem sich das in Kap. 5.2.1 vorgestellte Verfahren als nicht praktikabel erwies, wurde eine Untersuchung der Langzeitstabilität der DC-Linearität durchgeführt. Ziel war es ein Zeitintervall zu identifizieren, dass es erlauben würde, nach einer Selbstkalibrierung und anschließender Kalibrierung nach Kap. 5.1, den Digitizer für mehrere Messungen innerhalb der angestrebten Messunsicherheit zu betreiben, ohne jeden Tag eine erneute Kalibrierung vornehmen zu müssen. Zu diesem Zweck wurden nach einer Selbstkalibrierung über einen Zeitraum von 2 Wochen insgesamt 13 vollständige Kalibrierungen durchgeführt. Die Stabilität der einzelnen Parameter des Korrekturpolynoms ist in Abb. 5.5 exemplarisch für einen Kanal eines Digitizers im  $\pm 5$  V Messbereich dargestellt.

Es fällt auf, dass die einzelnen Parameter unterschiedlich stark streuen und nicht zusammen driften. Um die Stabilität des Digitizers als Ganzes zu beurteilen, ist es daher zweckmäßiger die Messabweichung des Digitizers bei ausgewählten Spannungen über den Beobachtungszeitraum zu betrachten. Abb. 5.6 zeigt die Messabweichung für +5 V und +1 V aus derselben Messreihe, aus der auch die Daten von Abb. 5.5 stammen.

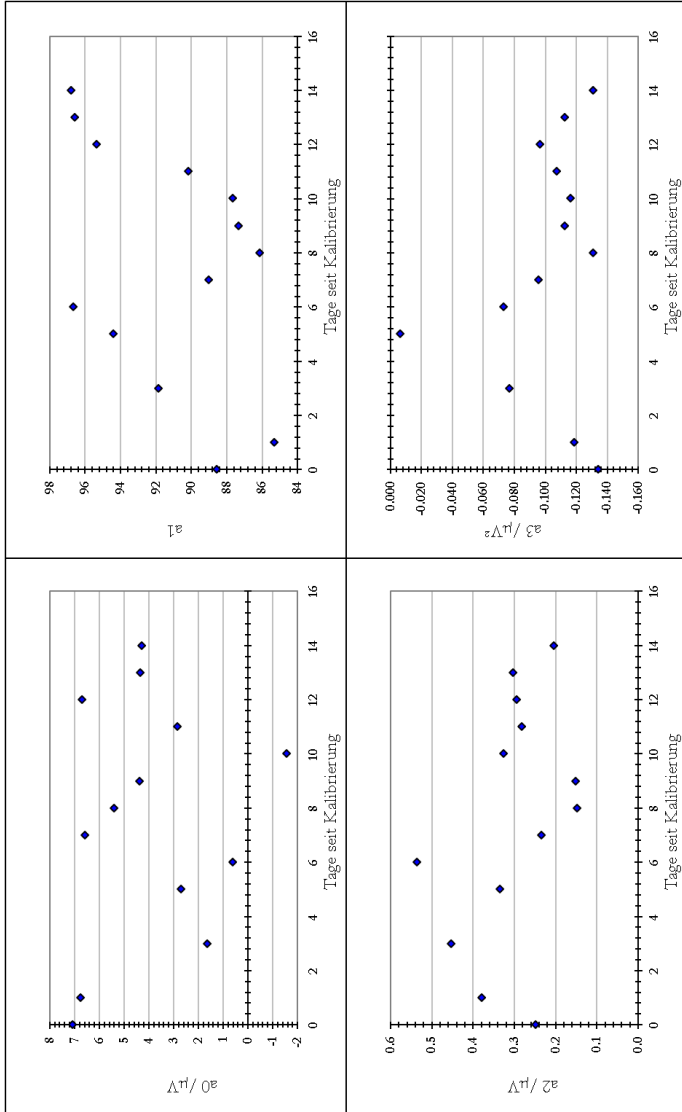


Abbildung 5.5.: Langzeitstabilität der Korrekturparameter

## 5. Kalibrierung des A/D-Umsetzers

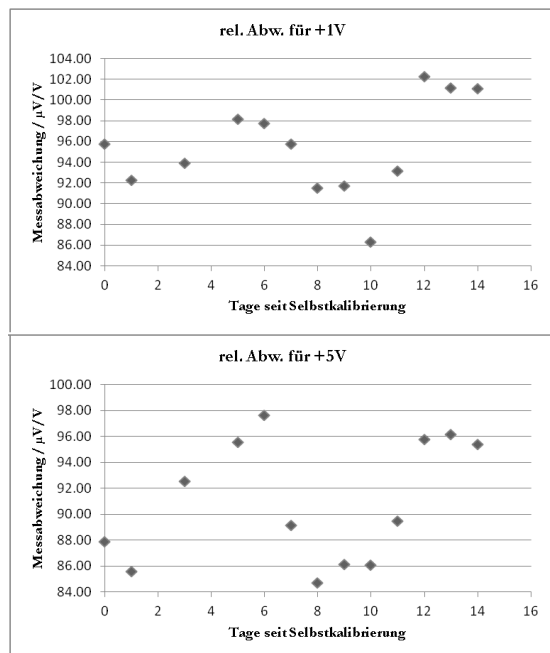


Abbildung 5.6.: Langzeitbetrachtung der rel. Messabweichung für  $U_{\text{ref}} = +1\text{ V}$  (oben) und  $U_{\text{ref}} = +5\text{ V}$  (unten)

## 5.2. Stabilität der DC-Linearität

Die in Abb. 5.6 dargestellten Messreihen legen den Schluß nahe, dass die Stabilität des Digitizers auch über einen Zeitraum von 2 Wochen ausreichend ist und keine frühere Neukalibrierung benötigt wird. Betrachtet man jedoch die einzelnen Messungen aus denen diese Stabilität ermittelt wurde, so fällt auf, dass bereits nach 6 Tagen eine deutliche Aufweitung der Messunsicherheit erfolgt ist (Abb. 5.7 und Abb. 5.8). Um diese Aufweitung zu begrenzen, muß die Abtastkarte jede Woche einer Selbstkalibrierung unterzogen und anschließend müssen mit einer Kalibrierung nach Kap. 5.1 die neuen Parameter des Korrekturpolynoms ermittelt werden.

Aus der Betrachtung der gezeigten Stabilität der Linearität ergibt sich für  $U_{\text{ref}} = +1 \text{ V}$ , dass die Messabweichung innerhalb von 7 Tagen nach einer Selbstkalibrierung innerhalb von  $\pm 5 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$  liegt, während bei voller Ausnutzung des Messbereichs für  $U_{\text{ref}} = +5 \text{ V}$  die Messabweichung auf  $\pm 10 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$  ansteigt. Aus anderen Datensätzen ergeben sich Abweichungen von  $\pm 8 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$  für  $U_{\text{ref}} = +1 \text{ V}$  und  $\pm 12 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$  für  $U_{\text{ref}} = +5 \text{ V}$ . Unter Berücksichtigung der Messabweichung des Referenzsystems ( $\pm 2 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$ ) kann also davon ausgegangen werden, dass die Messabweichung innerhalb von 7 Tagen nach einer Selbstkalibrierung mit anschließender Kalibrierung an einem Referenzsystem der ermittelten Messabweichung entspricht, wobei eine Schwankung von  $\pm 15 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$  als zusätzlicher Unsicherheitsbeitrag bei jeder anschließenden Messung zu berücksichtigen ist.

## 5. Kalibrierung des A/D-Umsetzers

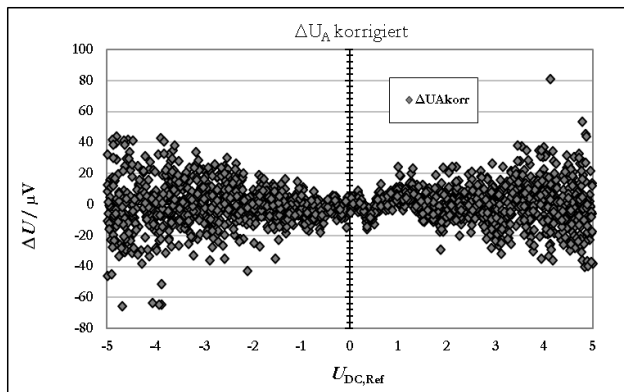


Abbildung 5.7.: Messabweichung nach Selbstkalibrierung des Digitizers

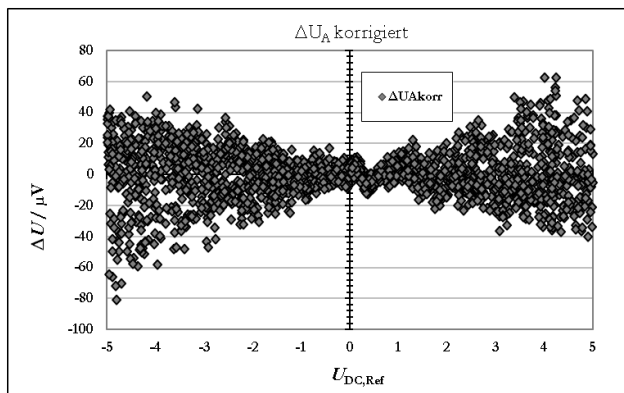


Abbildung 5.8.: Messabweichung 6 Tage nach Selbstkalibrierung des Digitizers

### 5.3. DC-Messunsicherheit des Digitizers

Für jedes untersuchte Exemplar der verwendeten Abtastkarte kann für jeden Kanal eine eigene Messunsicherheit ermittelt werden. Im Laufe der Untersuchungen zur Stabilität und Linearität des Umsetzers wurden mehrere Exemplare unter verschiedenen Messbedingungen vermessen. Die Abhängigkeit der Messergebnisse von den einzelnen Parametern (Stabilität der Umgebungstemperatur, Luftdruck, Luftfeuchte etc.) der Messumgebung wurden nicht weiter untersucht. Um dennoch zu vertretbaren Angaben für die Messunsicherheit zu gelangen, wurde aus einer Vielzahl von Messungen ( $n > 100$ ) diejenige mit der größten Unsicherheit herausgesucht. Für diese ergibt sich die erweiterte Messunsicherheit bei einem Vertrauensniveau von 95,5 % ( $k = 2$ ) nach (5.1) zu

$$u = \pm \left( 2,5 \frac{1}{V} \cdot U_{\text{DC}} + 5 + \frac{20 \text{ V}}{U_{\text{DC}}} \right) \frac{\mu\text{V}}{V} \quad . \quad (5.2)$$

Am Bereichsende des in den realisierten Messaufbauten verwendeten Messbereiches von  $U_{\text{M}} = \pm 1 \text{ V}$  liegt sie somit unter  $30 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$ . Dies ist für die angestrebte Messunsicherheit der Messsysteme von  $100 \frac{\mu\text{W}}{\text{W}}$  ausreichend.

### 5.4. Korrektur des Frequenzgangs

Um die durch die Filterung und Abtastung des Messsignals auftretende Modifizierung korrigieren zu können, muß der Frequenzgang des gesamten Aufzeichnungssystems bekannt sein und in der Signalanalyse eine Bewertung der Messergebnisse erfolgen. In Kap. 5.1 wurde die Kalibrierung des Abtastsystems für Gleichspannungsgrößen ausführlich erläutert. Um

## 5. Kalibrierung des A/D-Umsetzers

die Frequenzgangkorrektur durchzuführen, wurde zunächst der Frequenzgang des Abtastsystems vermessen. Hierzu kamen ein Kalibrator vom Typ FLUKE 5720A als Signalquelle und ein rückgeführt kalibriertes Effektivwertmessgerät vom Typ FLUKE 5790A als Referenz zum Einsatz. Im Zuge dieser Messungen hat sich herausgestellt, dass das Frequenzverhalten des Digitizers bei der verwendeten Filtereinstellung (48 Tab Standard) nicht von der absoluten Frequenz des Messsignales, sondern vom Verhältnis zwischen Abtast- und Messfrequenz abhängt.

Um den Frequenzgang des Abtastsystems zu korrigieren, wurde aus den Messdaten ein Modell des Filters bestimmt und daraus eine Korrekturfunktion erstellt. Das Modell des Filters besteht aus 3 Teilfunktionen, die überlagert werden. Eine Funktion bildet den analogen Teil des Filters nach, während der digitale Anteil durch 2 weitere Funktionen nachgebildet wird. Das Messsignal wird nach Abschluß der Messung mittels einer Fast Fourier Transformation in den Frequenzbereich transformiert, dort korrigiert und abschließend über eine inverse Transformation in den Zeitbereich zurückgeführt. Durch dieses Vorgehen wurde eine gute Korrektur für den Frequenzgang des Abtastsystems bis zu etwa 36 % der Abtastrate gefunden, bei der der verbleibende Restfehler unter  $20 \frac{\mu V}{V}$  liegt.

### 5.5. Einsatz als Messgerät für arbiträre Signale

Die in Kap. 5.4 beschriebene Frequenzgangkorrektur stellt eine wesentliche Erweiterung des verwendbaren Frequenzbereiches des Abtastsystems dar. Für die im EMRP-Projekt angestrebte Bandbreite des Messsystems von mindestens 100 kHz würde

## 5.5. Einsatz als Messgerät für arbiträre Signale

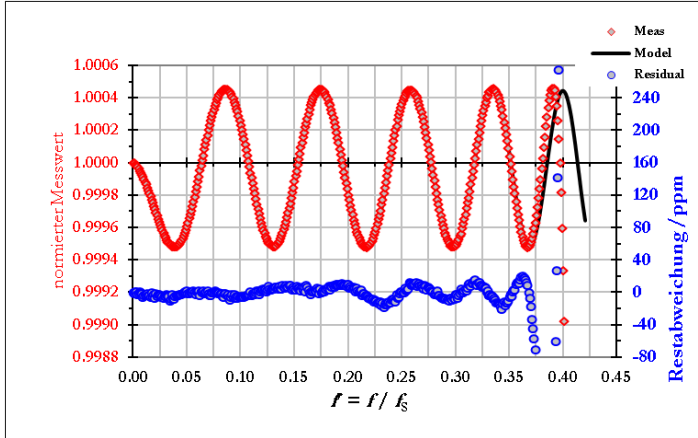


Abbildung 5.9.: Frequenzgang des Abtastsystems: auf Referenz normierter Messwert(rot), Modell des Filters (schwarz), verbleibende Messabweichung nach Korrektur (blau)

sich jedoch eine notwendige Abtastfrequenz von mindestens 278 kHz ergeben. Mit dem vorhandenen System ließe sich somit nur eine Messzeit von unter 3,6 s realisieren. Eine Messkarte mit einem größeren Speicher würde eine längere Messzeit, oder höhere Abtastrate ermöglichen, war jedoch nicht verfügbar. Da die anderen in Kap. 3 beschriebenen Systeme deutlich geringere Abtastraten erfordern und somit ein Vielfaches dieser Messzeit erreichen, wurden die Arbeiten am Abtastverfahren zugunsten der anderen Aufbauten eingestellt.





## 6. Leistungsmessung mit einem modellierten Thermokonverter

In Kap. 4.1 wurde gezeigt, wie sich die in einem Zeitintervall  $\Delta t$  in einem Thermokonverter umgesetzte elektrische Energie aus seiner Ausgangsspannung innerhalb dieses Zeitintervalls und der Umgebungstemperatur berechnen lässt. Ausgehend von diesem mathematischen Modell wurde ein Messaufbau entwickelt und hinsichtlich seiner messtechnischen Eigenschaften untersucht [MSF14], der im Folgenden vorgestellt wird.

### 6.1. Der Messaufbau

Der Messaufbau (Abb. 6.1) besteht aus einem Thermokonverter, einer Konstantstromquelle, einem Differenzverstärker, einem Temperaturfühler aus Platin (Pt-100), einer A/D-Abtastkarte vom Typ NI-5922 und der zu vermessenden Signalquelle. Die Konstantstromquelle speist einen Pt-100 Temperaturfühler mit einem Strom von  $500\ \mu\text{A}$ . Der Temperaturfühler ist thermisch an die Wärmesenke des Thermokонverters gekoppelt, welche von einem Metallquader gebildet wird. Er misst somit die Umgebungstemperatur. Da die über dem Temperaturfühler abfallende Spannung nur wenige 10 mV groß ist,

## 6. Leistungsmessung mit einem modellierten Thermokonverter

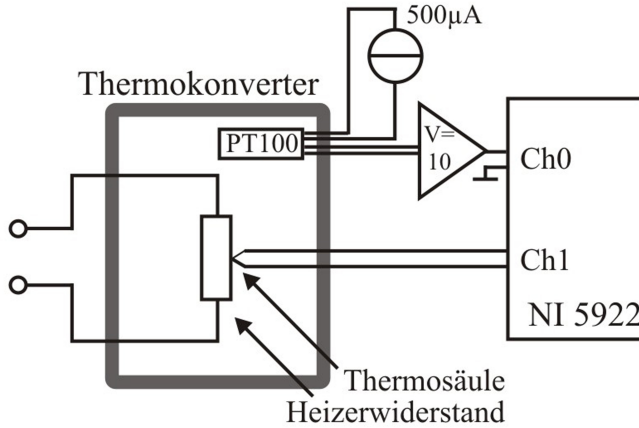


Abbildung 6.1.: Prinzipschaltbild des Messaufbaus mit einem berechneten Thermokonverter

wird sie von einem Differenzverstärker um den Faktor 10 verstärkt und auf einen Kanal des A/D-Umsetzers gegeben. Das von der Signalquelle erzeugte Messsignal wird in den Heizwiderstand des Thermokonverters eingespeist, dessen Temperaturerhöhung von der Thermosäule in eine elektrische Spannung umgewandelt wird. Die Ausgangsspannung des Thermokonverters wird über den zweiten Kanal des A/D-Umsetzers aufgezeichnet.

## 6.2. Berücksichtigung der Umgebungstemperatur

In den vorangegangenen Berechnungen von Kap. 4.1 wurde die Umgebungstemperatur als konstant über den gesamten Messvorgang angenommen, wie dies beim üblichen Betrieb eines Thermokonverters im Gleichgewichtszustand Standard ist. Da das Ziel dieser Arbeit jedoch ein Messaufbau ist, bei der der Gleichgewichtszustand aufgrund der Messsignale in der Regel nicht erreicht wird, muß die Umgebungstemperatur als zeitabhängige Größe behandelt werden. Es ist somit notwendig, die Temperatur des Gehäuses während des gesamten Messvorganges aufzuzeichnen und bei der Auswertung der Messergebnisse entsprechend zu berücksichtigen. Aus diesem Grund wird die Ausgangsspannung des in Kap. 6.1 eingeführte Pt-100 Temperaturfühlers nicht nur einmalig ausgelesen, sondern mit der selben Abtastrate, mit der auch die Ausgangsspannung des Thermokonverters aufgezeichnet wird. Aus dem aufgezeichneten Spannungsverlauf wird der zugehörige Temperaturverlauf berechnet, welcher dann zusammen mit dem Verlauf der Thermokonverterspannung an das Simulinkmodell übergeben wird.

## 6.3. Auswertung des Messsignals

Die während einer Messung aufgenommenen Messwerte werden als \*.txt Datei abgespeichert und in MATLAB Simulink dem in Kap. 4 gezeigten inversen Modell des Thermokonverters als Eingangssignale zugeführt. Die Simulationssoftware liefert als Ausgang:

## 6. Leistungsmessung mit einem modellierten Thermokonverter

- ein Diagramm, welches die dem PMJTC zugeführte Leistung als Funktion der Zeit darstellt,
- ein Diagramm, welches eine Eingangsspannung des PMJTC als Funktion der Zeit zeigt, die dieselbe Leistung umsetzen würde,
- die gesamte dem PMJTC zugeführte Menge an elektrischer Energie,
- die dem PMJTC im Messzeitraum durchschnittlich zugeführte Leistung.

### 6.4. Messabweichung und -unsicherheit

Um das zuvor erläuterte Messverfahren bewerten zu können, ist es notwendig, die Messabweichung sowie die Messunsicherheit zu ermitteln. Aufgrund der Vielzahl von Einflüssen, von denen einige, wie in Kap. A.2.5 erläutert, nur indirekt und nicht abschließend bestimmt werden können, ist eine Ermittlung der Messunsicherheit aus den einzelnen Parametern nach Typ B nicht durchführbar. Anstelle dieser Betrachtung findet eine Kalibrierung mit bekannten Messsignalen, sowie eine Messunsicherheitsbestimmung nach Typ A [GUM] statt.

#### 6.4.1. DC Messabweichung

Um die Güte des Simulink Modells beurteilen zu können, wurde eine Bestimmung der DC Messabweichung durchgeführt. Hierzu wurde die stationäre Ausgangsspannung, die sich an der Thermosäule des Thermokonverters als Reaktion auf eine Gleichspannung am Heizereingang einstellt, bestimmt und in

#### 6.4. Messabweichung und -unsicherheit

das inverse Simulinkmodell eingespeist. Dabei kam als Spannungsquelle ein Kalibrator vom Typ FLUKE 5720A zum Einsatz. Nach Einstellen der Messspannung wurden dem Thermo-konverter mehrere 10 s Zeit gelassen, in denen er seine stationäre Ausgangsspannung erreicht. Die Messspannung, die Ausgangsspannung und die Spannung über dem Pt-100 Sensor wurden je mit einem rückgeführt kalibrierten Voltmeter vom Typ HP 3458A gemessen, da eine schnelle Abtastung nicht erforderlich war und diese Voltmeter für DC-Spannungen eine Messunsicherheit von wenigen  $\frac{\mu V}{V}$  bieten (Abb. 6.2). Zur Auswertung der Messung wurde nur der vom Simulink Modell errechnete Effektivwert der Eingangsspannung betrachtet. Da sich einige Material- und Geometrieparameter nicht gut aus den theoretischen Werten bestimmen lassen, wurden durch Messungen mit bekannten DC-Signalen und Sprungfunktionen Näherungswerte bestimmt (Kap. A.2.5).

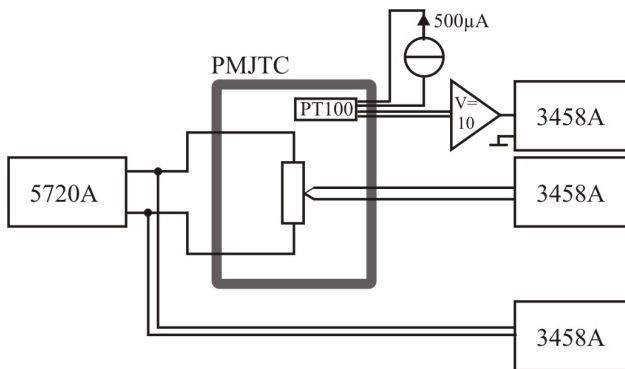


Abbildung 6.2.: Prinzipschaltbild des Messaufbaus zur Bestimmung der DC-Messabweichung

## 6. Leistungsmessung mit einem modellierten Thermokonverter

Trotz dieser Maßnahmen gelang es nicht, die Messabweichung über einen großen Teil des Messbereiches in den Zielbereich von unter  $100 \frac{\mu V}{V}$  zu bringen. Um diesem Ziel dennoch nahe zu kommen, wurde das in Kap. 4 vorgestellte Standardmodell wie folgt erweitert:

- Der Widerstand der Zuleitungen von  $0,01625 \Omega$  wurde berücksichtigt.
- Der Heizwiderstand wird nicht mehr als temperaturunabhängig angesehen.
- Eine quadratische Korrekturfunktion  $P(\Delta T)$  wurde eingeführt.

Der Betrieb des Thermokonverters erfolgt in einer klimatisierten Umgebung, womit die Raumtemperatur bei  $23^\circ \text{C} \pm 1 \text{ K}$  liegt. Bedenkt man die Trägheit des Thermokonvertergehäuses, so ist davon auszugehen, dass die Schwankungen der relevanten Umgebungstemperatur, also der von der thermischen Masse des Thermokonvertergehäuse gebildeten Wärmesenke, deutlich geringer sind und nur wenige zehntel Kelvin betragen. Die Temperaturdifferenz zwischen Heizer und Umgebung beträgt je nach Messsignal bis zu  $12 \text{ K}$  und liegt somit deutlich über den möglichen Schwankungen der Umgebungstemperatur. Dies ermöglicht es für die Korrektur des Heizwiderstandes anstelle eines Temperaturkoeffizienten einen einfacher zu ermittelnden Leistungskoeffizienten zu verwenden. Der Leistungskoeffizient wurde, in klimatisierter Umgebung, durch Strom- und Spannungsmessungen mit verschiedenen Strömen bestimmt.

Nach Einführung des Leistungskoeffizienten für den Heizwiderstand wurde aus der neu ermittelten DC-Messabweichung

## 6.4. Messabweichung und -unsicherheit

eine Korrekturfunktion zweiter Ordnung für die Leistung berechnet. Die korrigierte elektrische Leistung ergibt sich damit zu

$$P_{\text{kor.}}(t) = P_{\text{E}}(t) - (a \cdot \Delta T^2(t) + b \cdot \Delta T(t) + c) \quad . \quad (6.1)$$

Die Koeffizienten der Korrekturfunktion wurden mit einer weiteren Messreihe ermittelt. Diese bestand aus mehreren Messungen der Sprungantwort und der sich ergebenden Thermo-konverterausgangsspannung nach Erreichen eines stationären Zustandes, sowie anschließendem Vergleich mit den Simulationsergebnissen. Alle weiteren Messauswertungen wurden mit diesem erweiterten Modell vorgenommen.

Wie den Messergebnissen (Abb. 6.3) zu entnehmen ist, liegt die Messabweichung anfangs stark im negativen Bereich, bevor sie bei etwa 170 mV in den positiven Bereich übergeht. Verglichen mit anderen Messsystemen, die speziell für Gleichspannungsmessungen entworfen wurden, ist die Messabweichung sehr hoch, sie ist jedoch stabil mit einer Standardabweichung von weniger als  $100 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$  für Eingangsspannungen ab 500 mV. Somit konnte die angestrebte Messunsicherheit erreicht werden.



## 6. Leistungsmessung mit einem modellierten Thermokonverter

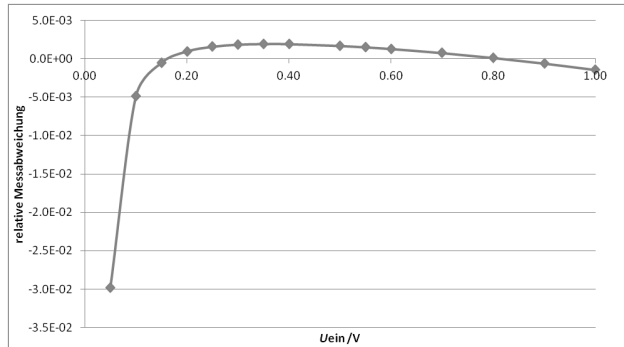


Abbildung 6.3.: DC-Messabweichung des Simulinkmodells

### 6.4.2. Amplitudengang

Um die Eignung des Messaufbaus als Effektivwertmessgerät für hohe Frequenzen zu überprüfen, wurde eine Messung des Amplitudenganges vorgenommen. Hierzu wurde der Aufbau nach Abb. 6.2 übernommen, wobei das Referenzvoltmeter am Eingang des Thermokonverters durch ein rückgeführt kalibriertes Effektivwertmessgerät vom Typ FLUKE 5790A ersetzt wurde. Nach Anlegen des Eingangssignales wurde dem Aufbau wieder einige 10 s Zeit gegeben, um einen stationären Zustand zu erreichen, bevor die Messgeräte ausgelesen wurden. Das Ergebnis dieser Messung ist die Amplitudengangkurve, wie in Abb. 6.4 gezeigt.

## 6.4. Messabweichung und -unsicherheit

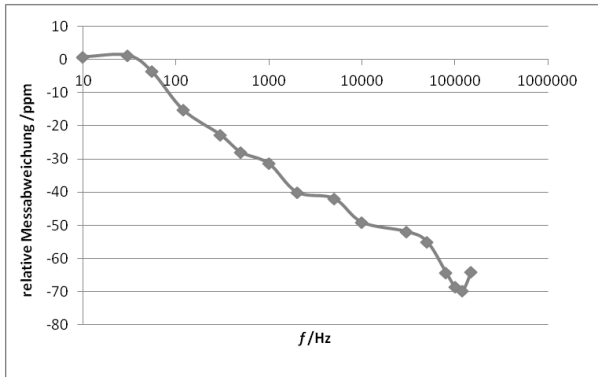


Abbildung 6.4.: Amplitudengang des Messsystems

### 6.4.3. Energiemessung am Beispiel eines Spannungspulses

Die eigentliche Funktion des beschriebenen Systems besteht in der Energiemessung. Um eine erste Beurteilung hinsichtlich dieser Aufgabe vornehmen zu können, wurde eine Leistungsmessung am Beispiel eines Spannungspulses durchgeführt. Hierzu wurde der Thermokonverter über einen Schalter mit einem Kalibrator verbunden. Die Ausgangsspannung der Thermoelemente, sowie die Pt-100-Spannung wurden, wie in Kap. 6.1 erläutert, mit einem A/D-Umsetzer gemessen. Um die Dauer des Spannungspulses zu bestimmen, wurde eine zweite Abtastkarte gleichen Typs verwendet (Abb. 6.5).

Aus den Abtastdaten der zweiten Karte lässt sich nicht nur die Dauer des Spannungspulses bestimmen, sondern es werden die von ihr gelieferten Daten auch im Zeitraum des Schalterprellens als tatsächliche Eingangsspannungswerte verwendet.

## 6. Leistungsmessung mit einem modellierten Thermokonverter

Für die Zeit nach dem Prellen wird die mit dem Abtastsystem gemessene Eingangsspannung durch den Wert ersetzt, der mit einem rückgeführt kalibrierten HP 3458A Voltmeter kurz vor und nach der Messung ermittelt wurde. Hierbei wurde das Voltmeter bei geschlossenem Schalter parallel zu Thermokonverter und A/D-Umsetzer angeschlossen. Die Abtastkarten wurden direkt vor der Messung kalibriert und während der Messung im  $\pm 1\text{ V}$  Bereich mit einer Abtastrate von  $50 \frac{\text{kS}}{\text{s}}$  betrieben, die Aufzeichnungslänge betrug 750 kS womit sich die Aufzeichnungszeit zu 15 s ergibt. Abb. 6.6 zeigt die Eingangsspannung, Thermosäulenspannung, berechnete Übertemperatur und berechnete äquivalente Eingangsspannung für eine Messung mit einer Pulsbreite von etwa 5 s und einer Sprunghöhe von ca. 1 V.

Für die gezeigte Messung berechnete das Simulink Modell eine insgesamt zugeführte elektrische Energie von 51,07661 mJ. Mit den Messwerten von Voltmeter und Digitizer, sowie der bekannten Impedanz des Heizwiderstandes, wurde die Eingangsenergie zu 52,9936 mJ ermittelt. Aus diesen Werten ergibt sich eine Messabweichung von etwa -3,62 %, was der größten in diesem Versuch gemessenen entspricht.

Weitere Messungen mit Pulsbreiten von ca. 8 s und einer

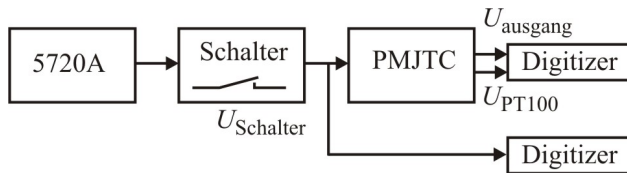


Abbildung 6.5.: Blockschaltbild des Aufbaus zur Spannungspulsmessung

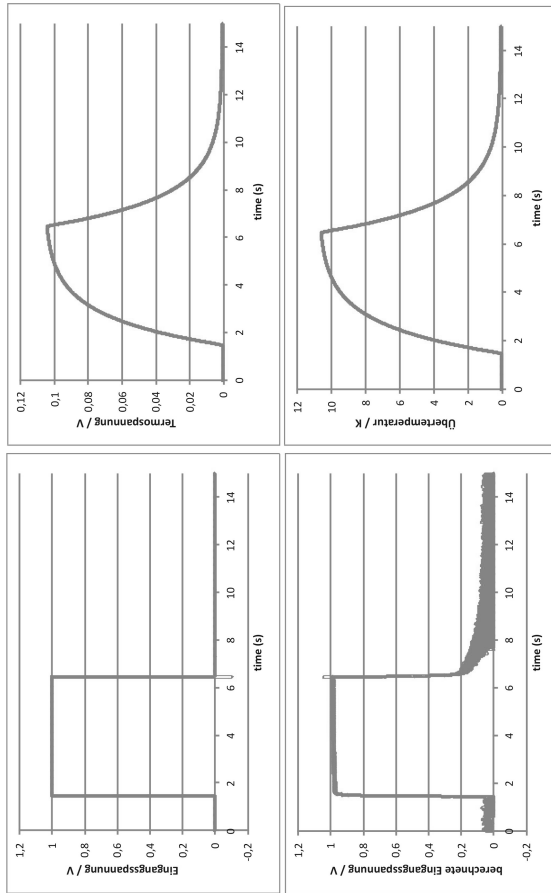


Abbildung 6.6.: Pulsantwort des Messsystems: Eingangsspannung (li.o.), Thermosäulen-  
spannung (re.o.), berechnete Temperaturerhöhung des Heizers (re.u.),  
berechnete Eingangsspannung (li.u.)

## 6. Leistungsmessung mit einem modellierten Thermokonverter

eingespeisten Energie von 84,7904 mJ ergaben eine maximale Messabweichung von -2,94 %.

Eine genauere Untersuchung des Systems mit arbiträren, berechenbaren Normsignalen erfolgt im Zusammenhang mit einem Vergleich der erstellten Systeme in Kap. 8.

# 7. Kompensationsverfahren für Thermokonverter

## 7.1. Zwei-Heizer Prinzip

Planare Thermokonverter verfügen im allgemeinen über nur einen Heizer, der abwechselnd mit dem Messsignal und der Vergleichsgröße beaufschlagt wird. Die Vergleichsgröße wird dabei über eine Regelung so eingestellt, dass die Ausgangsspannung des Thermokonverters sich beim Umschalten von Messgröße auf Vergleichsgröße nicht ändert. Für die Leistungsmessung mittels Kompensationsverfahren wurde der Thermokonverter mit einem zweiten Heizer ( $R_R$ ) ausgestattet, der über einen Regelkreis gespeist wird. Der Regler hat die Aufgabe die Ausgangsspannung der Thermoelemente auf einem voreingestellten Wert zu halten, also den Thermokonverter bei einer konstanten Heizerübertemperatur als Arbeitspunkt zu betreiben. Nach Abschluß der Einschwingvorgänge kann davon ausgegangen werden, dass die Regelung ein Gleichspannungssignal in den Heizer schickt, welches genau die Wärmeverluste über die in Kap. 2.4 gezeigten Wege kompensiert. Wird nun das Messsignal in den ersten Heizer ( $R_M$ ) eingespeist, so wird der Regler die in den zweiten Heizer eingebrachte Leistung zurückfahren, um die Temperatur stabil zu halten. Aus dieser Änderung kann auf die Leistung des Messsignales geschlossen werden. Wird das

## 7. Kompensationsverfahren für Thermokonverter

Ausgangssignal des Reglers fortlaufend aufgezeichnet, so kann die in einem Messzeitraum vom Regler tatsächlich gelieferte Energie bestimmt werden. Die Differenz zwischen dieser Energie und der Energie, welche der Regler ohne Eingangssignal geliefert hätte, entspricht der vom Messsignal eingebrachten Energie. Auf diese Weise kann auch die von arbiträren, nicht-stationären Messsignalen gelieferte Energie ermittelt werden.

### 7.2. Modifizierung des Thermokonverterdesigns

Als Grundlage der Modifikationen wurde das Design der planaren Vielfachthermoknverter nach [KW89] erweitert um einen Obelisk nach [MKK01] zur Erhöhung der thermischen Zeitkonstante verwendet. Oberhalb der obersten Schicht wurde ein zweiter Heizer aus Gold auf einer NiCr Haftschiicht von 5 nm Dicke aufgebracht. Um eine Reglerausgangsspannung im oberen Drittel des  $\pm 1$  V Messbereiches der Abtastkarte zu erreichen, wurde der Widerstand des zusätzlichen Heizers auf etwa  $160\ \Omega$  festgelegt. Die Abmessungen ergeben sich damit zu  $B=22\ \mu\text{m}$ ,  $H=120\ \text{nm}$  und  $L=7,045\ \text{mm}$ . Der Thermokonverter wurde im Institut für Photonische Technologien Jena hergestellt. Die einzelnen Schichten wurden durch Sputtern und Ätzen aufgebracht. Die Belichtungsmasken für diesen Vorgang wurden in der PTB Braunschweig erstellt.

Abb. 7.1 zeigt die Anordnung der beiden Heizer sowie der Thermopaare. Der untere Heizer besteht aus NiCrSi und ist unverändert gegenüber herkömmlichen Thermokonvertern, der obere ist der neue, zusätzliche Heizer, an welchen der Regler angeschlossen wird.

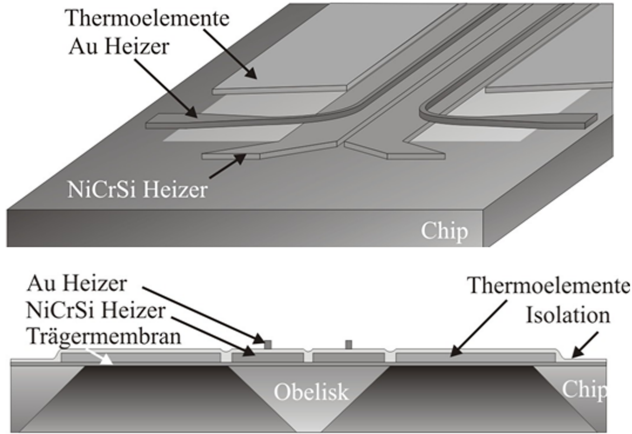


Abbildung 7.1.: Schematische Zeichnung des Zwei-Heizer Thermokonverters

Der fertige Thermokonverter wird zur besseren Kontaktierung der Anschlüsse auf eine Trägerplatte aufgebracht (Abb. 7.2), mit einer Schutzkappe versehen und anschließend in einem Metallgehäuse eingebaut (Abb. 7.3), welches nicht nur mechanischen Schutz bietet, sondern zugleich, aufgrund seiner großen thermischen Masse, eine über die Messzeit gleichbleibende Umgebungstemperatur liefert.

### 7.3. Messaufbau

Die Ausgangsspannung  $U_T$  der Thermosäule des Thermokonverters wird zunächst von einem rauscharmen Operationsverstärker vom Typ LT1028, der als nichtinvertierender Verstärker betrieben wird, aufgenommen und verstärkt. Die Verstärkung



## 7. Kompensationsverfahren für Thermokonverter

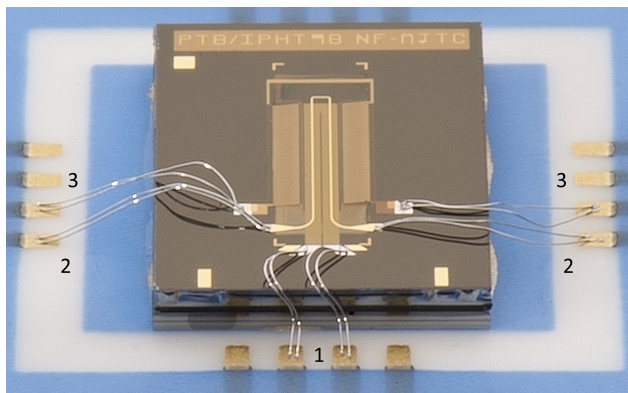


Abbildung 7.2.: Foto des fertigen Thermokonverterchips auf Träger. 1: Anschluß des Messheizers, 2: Anschluß für den Regler, 3: Anschluß der Thermosäule

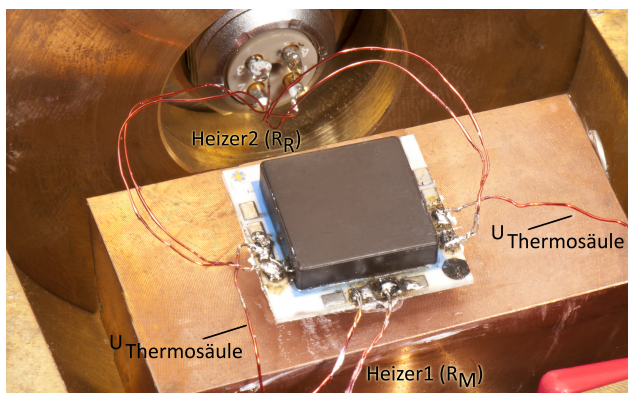


Abbildung 7.3.: Thermokonverter mit Schutzkappe in Metallgehäuse montiert

wurde so gewählt, dass die Thermospannung bei einem Betrieb knapp unter 90 % seiner Nennleistung auf das Niveau der Spannungsreferenz des Reglers von 5 V verstärkt wird. Für den vorliegenden Konverter entspricht dies einer Ausgangsspannung von etwa 89 mV. Als Regler kommt ein PI-Regler nach [WS08] zum Einsatz, der mit Operationsverstärkern vom Typ OPA4227 gebildet wird. Zur Dimensionierung des Reglers wurden Versuche mit verschiedenen Verstärkungsfaktoren und Integrationszeiten durchgeführt. Das sauberste Einschwingverhalten mit weniger als 3 s und wenig Überschwängern bei einem Sprung der Eingangsleistung von 0 % auf 100 % der Nennleistung wurde mit einer Verstärkung von  $V = 10$  und einer Integrationszeit von  $T_i = 3,3$  s erreicht. Die Ausgangsspannung des Reglers wird direkt über dem Heizwiderstand abgegriffen und mit einer Abtastkarte vom Typ NI PXI-5922, wie sie in Kap. 5 vorgestellt wurde, aufgezeichnet. Um eine ausreichende Messzeit und Auflösung zu gewährleisten, erfolgt die Abtastung mit 50 kHz im 1 V Bereich. Durch die großen Zeitkonstanten von Thermokonverter und Regler wäre auch eine geringere Abtastrate möglich, doch für einige Untersuchungen, wie die Pulsmessung nach Kap. 7.7, wird der zweite Messkanal benötigt und die Abtastraten sind für beide Messkanäle gleich. Die Auswertung der Messergebnisse erfolgt mit einer LabVIEW-Software. Abb. 7.4 zeigt das Blockschaltbild dieses Aufbaus.

## 7. Kompensationsverfahren für Thermokonverter

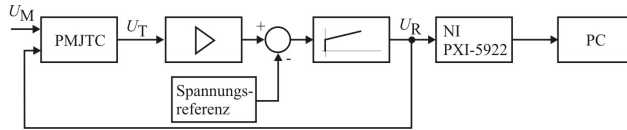


Abbildung 7.4.: Blockschaltbild des isothermalen Thermokonverters zur Leistungsmessung

### 7.4. Berechnung von Leistung und Effektivwert

Die vom Regler im Thermokonverter umgesetzte Leistung  $P_R$  kann, infolge der hohen Integrationszeit des Reglers und der thermischen Zeitkonstante des Thermokonverters, wie bei einer Gleichspannung aus der über dem Heizer abgegriffenen Spannung  $U_R$  und dem bekannten Widerstand  $R_R$  berechnet werden:

$$P_R = \frac{U_R^2}{R_R} \quad (7.1)$$

Die thermische Kopplung beider Heizer an den Obelisk und die Thermosäule ist unterschiedlich stark, was dazu führt, dass beide Heizer, ohne ein Signal auf dem jeweils anderen Heizer, unterschiedlich große Leistungen  $P_{R,AP}$  und  $P_{M,AP}$  in den Konverter eintragen müssen, um den Konverter in den Arbeitspunkt zu bringen. Um aus der Reglerausgangsleistung  $P_R$  auf die zu messende Eingangsleistung  $P_M$  schließen zu können ist daher neben der Reglerleistung ohne Messsignal  $P_{R,0}$  auch die Kenntniss des Verhältnisses  $A = \frac{P_{M,AP}}{P_{R,AP}}$  notwendig.

Um dieses Verhältnis  $A$  zu ermitteln, wurde der Thermokonverter in einer klimatisierten Umgebung vermessen. Hierzu

#### 7.4. Berechnung von Leistung und Effektivwert

wurde jeder der beiden Heizer mit einem Vierdrahtanschluss ausgestattet und mit je einem FLUKE 5720A Kalibrator im Strommodus und einem FLUKE 8508A Voltmeter verbunden. Die Ausgangsspannung der Thermosäule wurde mit einem KEITHLEY 2182A Voltmeter gemessen. Die Umgebungstemperatur wurde auf  $23^\circ\text{C} \pm 0,2\text{K}$  stabilisiert (Abb. 7.5). Der Stromfluß in jeweils einem Heizer wurde so eingestellt, dass der Arbeitspunkt erreicht wurde. Daraufhin wurden die zugehörigen Messwerte erfasst. Da der Arbeitspunkt im laufenden Betrieb nicht zwangsläufig ohne Abweichung eingehalten werden kann, wurden beide Heizer um den Arbeitspunkt herum vermessen und die Mittelwerte dieser Einzelmessungen verwendet. Tabelle 7.1 zeigt die Ergebnisse dieser Messung. Um sicherzustellen, dass durch den gleichzeitigen Betrieb beider Heizer keine Einflüsse auftreten, welche eine Veränderung des Leistungsquotienten  $A$  zur Folge haben, wurden mehrere Messungen durchgeführt bei denen der eine Heizer mit einem konstanten Strom beaufschlagt wurde, während über den Strom im zweiten Heizer der Arbeitspunkt eingestellt wurde. Die durchgeführten Untersuchungen zeigten keine Veränderung von  $A$  durch den gleichzeitigen Betrieb beider Heizer.

Aus Tab. 7.1 ergibt sich  $A$  für den Arbeitspunkt von  $U_{\text{Thermo}} = 89\text{mV} \pm 1\text{mV}$  zu  $A = 1,102009 \pm 4,1 \cdot 10^{-5}$ . Damit kann die im Messsignal enthaltene Leistung  $P_{\text{M}}$  wie folgt berechnet werden:

$$P_{\text{M}} = A \cdot (P_{\text{R},0} - P_{\text{R}}), \quad (7.2)$$

wobei  $P_{\text{R},0}$  die Leistung  $P_{\text{R}}$  zu Beginn der Messung, vor Anlegen des Messsignals, und  $P_{\text{R}}$  die momentane vom Regler eingespeiste Leistung ist. Durch die Reaktionszeit des Reglers und

## 7. Kompensationsverfahren für Thermokonverter

Tabelle 7.1.: Ergebnis der Bestimmung von  $P_{R,AP}$  und  $P_{M,AP}$

$U_R/\text{mV}$	$I_R/\text{mA}$	$R_R/\Omega$	$P_R/\text{mW}$	$U_M/\text{V}$	$I_M/\text{mA}$	$R_M/\Omega$	$P_M/\text{mW}$	$U^{\text{Thermo}}/\text{mV}$
841,552	9,4922	88,657	7,98818					88
846,500	9,5447	88,688	8,07959					89
851,435	9,5970	88,719	8,17122					90
				1,21407	7,2506	167,443	8,80278	88
				1,22101	7,2921	167,443	8,90366	89
				1,22799	7,3332	167,455	9,00514	90

$\bar{x}$                       88,688                      8,07966                      167,447                      8,90386

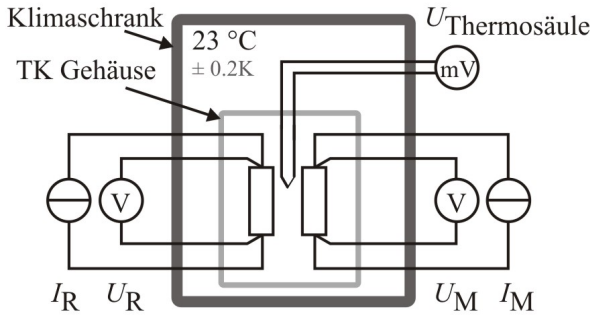


Abbildung 7.5.: Messaufbau zur Bestimmung von  $P_{R,AP}$  und  $P_{M,AP}$

die thermische Integration im Konverter ist es nicht möglich, die Augenblicksleistung des Messsignals zu bestimmen, sondern nur die während der Messung insgesamt vom Messsignal eingetragene Energiemenge, sowie daraus die zeitlich gemittelte Leistung des Messsignals. Da die Zielsetzung der vorliegenden Arbeit jedoch in der Energiemessung besteht und nicht in der Messung von Augenblicksleistungen, ist diese Einschränkung nicht von Bedeutung.

## 7.5. Amplitudengang

In der klassischen Messtechnik sind oft sinusförmige Signale zu messen. Darüber hinaus lassen sich alle Signalformen als eine Kombination von Sinussignalen verschiedener Frequenzen und Amplituden auffassen. Es ist daher auch für dieses Messgerät, welches primär für arbiträre Signale entwickelt wurde, wichtig, sein Frequenzverhalten zu kennen. Aus diesem Grund wurde

## 7. Kompensationsverfahren für Thermokonverter

der Amplitudengang des geregelten Thermokonverters bis hinauf zu 150 kHz gegen ein rückgeführtes Effektivwertmessgerät vom Typ FLUKE 5790A vermessen. Hierzu wurde für jeden Messpunkt zunächst über einen Zeitraum von 10 s die Reglerausgangsspannung  $U_{R,0}$  ohne Eingangssignal gemessen und aus dieser Messung  $P_{R,0}$  bestimmt. Anschließend wurde das Messsignal aufgeschaltet und nach einer Einschwingzeit von 15 s das Referenzmessgerät ausgelesen und die Reglerausgangsspannung  $U_R$  für weitere 10 s aufgezeichnet. Aus dem quadratischen Mittelwert von  $U_R$  wurde mittels (7.2) und der Daten aus Tab. 7.1 die Eingangsspannung ermittelt. Diese Messung wurde für jede Frequenz 10 mal wiederholt. Abb. 7.6 zeigt den um den DC-Fehler korrigierten Amplitudengang des Gesamtsystems für eine Eingangsspannung von  $1 V_{\text{eff.}}$ , wobei die Unsicherheitsbalken die erweiterte Typ A Messunsicherheit ( $k = 2$ ) nach [GUM] darstellen. Es ist eine Messabweichung von etwa  $20 \frac{\mu V}{V}$  mit einer Messunsicherheit von unter  $20 \frac{\mu V}{V}$  für Frequenzen bis 100 kHz zu erkennen. Diese Werte liegen in der Größenordnung guter kommerzieller Effektivwertmessgeräte, wie z.B. FLUKE 8508A, womit die Eignung des Aufbaus zur Effektivwertmessung bestätigt ist.

### 7.6. AC-DC Transfer

Der geregelte Thermokonverter kann auch in einem Standardaufbau des AC-DC-Transfers betrieben werden. In diesem Fall wird die Ausgangsspannung des Reglers wie die Ausgangsspannung der Thermosäule eines normalen Thermokonverters behandelt. Gegenüber unregelmäßigem Thermokonvertern ergibt sich der Vorteil einer deutlich verkürzten Wartezeit bis zum

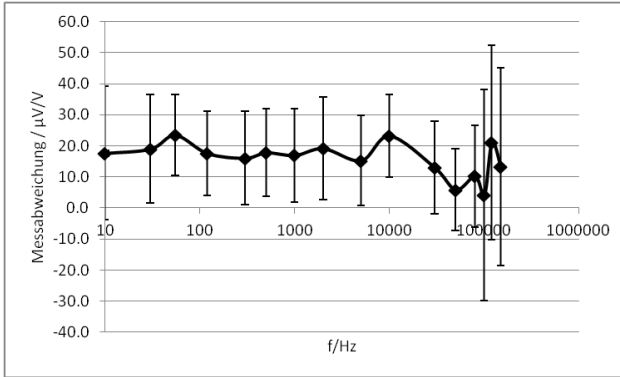


Abbildung 7.6.: Amplitudengang des Messsystems mit geregeltm Thermokonverter bei 1V Eingangsspannung

Erreichen eines thermischen Gleichgewichtszustandes nach Ändern der Spannung, bzw. Umschalten von AC- auf DC-Signal. Ein unregelter Thermokonverter kann erst mehrere 10 s nach dem Umschalten ausgelesen werden, für den neuen Thermokonverter mit Regler verringert sich diese Zeit auf wenige Sekunden.

Die Transfermessung erfolgte mit einem Standardthermoknverter als Referenz im Frequenzbereich von 10 Hz bis 1 MHz. Jeder Frequenzpunkt wurde 10 mal gemessen und die sich ergebende Standardabweichung lag stets unter  $10 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$ . Abb. 7.7 zeigt beispielhaft die Transferdifferenz des Systems für eine Eingangsspannung von  $1 \text{ V}_{\text{eff}}$ .



## 7. Kompensationsverfahren für Thermokonverter

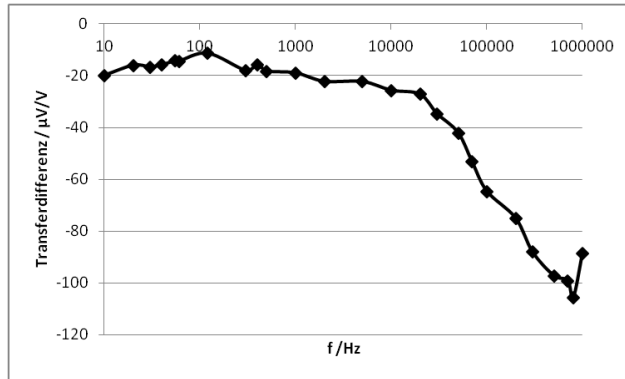


Abbildung 7.7.: Transferfehler des geregelten Thermokonverters bei 1V Eingangsspannung

### 7.7. Energiemessung am Beispiel eines Spannungspulses

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Messung der in arbiträren, nichtstationären Signalen enthaltenen Leistung und Energie. Um die Tauglichkeit des präsentierten Systems für diese Anwendung zu demonstrieren, wurde ein Messaufbau erstellt, welcher es ermöglicht dem System einen Spannungspuls bekannter Dauer und Sprunghöhe zuzuführen. Aus den bekannten Daten des Spannungspulses und der Eingangsimpedanz des Thermokonverters läßt sich die zugeführte Energie einfach berechnen und mit dem Messergebnis vergleichen. Der Messaufbau besteht aus einem Kalibrator vom Typ FLUKE 5720A, einem Schalter, dem geregelten Thermokonverter und der 2-Kanal Abtastkarte NI PXI-5922 und ist in Abb. 7.8 dargestellt.

Die Messzeit des Abtastsystems beträgt 10 s, wobei nach et-

### 7.7. Energiemessung am Beispiel eines Spannungspulses

wa 3 s der Schalter für etwa 3 s geschlossen wird. Da nur einer der beiden Messkanäle für die Messung des Reglers benötigt wird, wird die Eingangsspannung des Thermokonverters mit dem zweiten Messkanal der Abtastkarte abgetastet. Diese Abtastung dient zum einen der Zeitmessung für die Dauer des Spannungspulses, zum anderen jedoch auch der Bestimmung des Eingangssignals im Bereich des Signalanstiegs und -abfalls. Die Höhe des sich ergebenden Spannungsplateaus hängt vom Widerstand des Schalters in geschlossenem Zustand ab und wird vor und nach der Messung mit einem kalibrierten Voltmeter vom Typ HP3458A ermittelt, welches an Stelle des Abtastsystems am Thermokonvertereingang angeschlossen wird und eine um eine Größenordnung bessere Messunsicherheit liefert. Im Bereich des Schalterprellens, des Spannungsanstiegs und -abfalls ist die höhere Messunsicherheit des Abtastsystems nicht von großer Bedeutung, da das Prellen nur 1,43 ms andauert und die Anstiegs- bzw. Abfallzeiten nur 70  $\mu\text{s}$  bzw. 150  $\mu\text{s}$  betragen. Auch eine Messunsicherheit deutlich über der in Kap. 5 für das Abtastsystem ermittelten würde, in diesem kleinen Zeitintervall, kaum einen Einfluß auf die Unsicherheit des gesamten Messaufbaus haben, der in die Größenordnung der Unsicherheit des Prüflings vordringt.

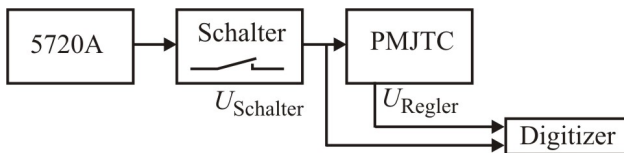


Abbildung 7.8.: Blockschaltbild des Messaufbaus zur Energiemessung mit einem Spannungspuls

## 7. Kompensationsverfahren für Thermokonverter

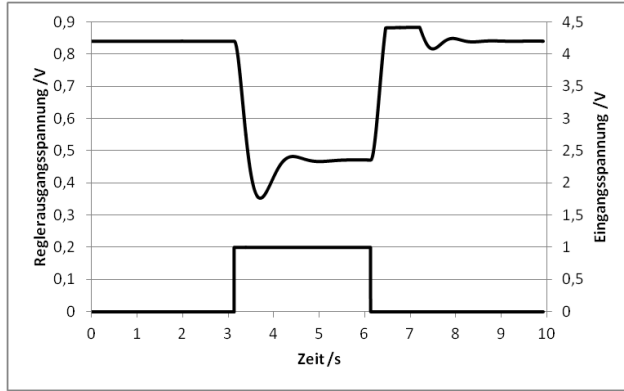


Abbildung 7.9.: Pulsantwort des Systems: Eingangsspannung unten, Reglerantwort oben

Aus den mittels Voltmeter und Abtastsystem ermittelten Daten wurde die eingetragene Energiemenge  $W_{\text{in,Ref}}$  mit 17,87898 mJ bestimmt. Der aus Thermokonverter, Regler, Abtastsystem und Software bestehende Prüfling ermittelte  $W_{\text{in,X}} = 17,88766$  mJ. Dies entspricht einer absoluten Messabweichung von  $8,68 \mu\text{J}$  bzw. einer relativen Abweichung von  $485 \frac{\mu\text{J}}{\text{J}}$ .

In Abb. 7.9 sind die vom Abtastsystem aufgezeichnete Eingangsspannung und die Reglerausgangsspannung für diesen Messaufbau dargestellt. Als Folge der hohen Datenmenge, die während der Messung anfällt, sind die gezeigten Verläufe nicht mit den Abtasteinraten für die Messung ( $100 \frac{\text{kS}}{\text{s}}$ ) sondern, bei ansonsten unverändertem Aufbau, mit einer geringeren Abtastrate von nur  $3 \frac{\text{kS}}{\text{s}}$  aufgenommen.

Eine genauere Untersuchung des Systems mit arbiträren, berechenbaren Normsignalen erfolgt im Zusammenhang mit einem Vergleich der erstellten Systeme in Kap. 8.

## 7.8. Messunsicherheitsbetrachtung

Die Messunsicherheit nach Typ B [GUM] des Systems wird aus den Unsicherheiten der einzelnen Komponenten und Parameter des Systems ermittelt. Mit (7.2) und  $A = \frac{P_{M,AP}}{P_{R,AP}}$  ergibt sich die Messunsicherheit des Systems zu

$$u^2(P_M) = [(P_{R,0} - P_R) \cdot u(A)]^2 + [A \cdot u(P_{R,0})]^2 + [A \cdot u(P_R)]^2 \quad (7.3)$$

Aus Tab. 7.1 ergibt sich im Arbeitspunkt ein Verhältnis von  $A = 1,10201$  mit einer Standardabweichung von  $\sigma = 4,1 \cdot 10^{-5}$ . Die Messunsicherheiten der Spannungs- und Strommessungen, aus denen diese Werte ermittelt wurden, sind um mehr als eine Größenordnung kleiner als diese Standardabweichung und können daher vernachlässigt werden.

Da  $P_{R,0}$  und  $P_R$  aus dem Widerstand  $R_R$  und der Spannung  $U_R$  berechnet werden, setzen sich die Unsicherheiten  $u(P_{R,0})$  und  $u(P_R)$  jeweils aus der Messunsicherheit der für die Spannungsmessung verwendeten Abtastkarte und der Unsicherheit der Widerstandsmessung zusammen. Für die verwendete Messkarte ergibt sich nach der Kalibrierung gemäß Kap. 5 im interessierenden Messbereich eine Messunsicherheit unterhalb von  $30 \frac{\mu V}{V}$ . Mit den Widerstandswerten aus Tab. 7.1 ergibt sich für den Widerstand  $R_R = 88,688 \Omega$ . Mit einer Rechteckverteilung für die Unsicherheit folgt dann  $u(R_R) = 17,9 \text{ m}\Omega$ . Die Unsicherheit der beiden Beiträge  $P_{R,0}$  und  $P_R$  ist

$$u^2(P_X) = \left[ 2 \cdot \frac{U_X}{R_R} \cdot u(U_X) \right]^2 + \left[ \frac{U_X^2}{R_R^2} \cdot u(R_R) \right]^2 \quad (7.4)$$

## 7. Kompensationsverfahren für Thermokonverter

$U_{R,0}$  und damit  $P_{R,0}$  muß vor jeder Messung neu ermittelt werden, womit sich auch die theoretische Messunsicherheit für jede Messung neu ergibt. Für die Messung aus Kap. 7.7 ergibt sich mit  $U_{R,0} = 0,83111 \text{ V}$  und  $R_R$  für (7.3)

$$u^2(P_M) = \left[ \left( 7,788 \text{ mW} - \frac{U_R^2}{88,688 \Omega} \right) \cdot 4,1 \cdot 10^{-5} \right]^2 + [1,807 \mu\text{W}]^2 + 1,102009^2 \cdot \sqrt{\left[ 2 \cdot \frac{U_R^2}{88,688 \Omega} \cdot 3 \cdot 10^{-5} \right]^2 + \left[ U_R^2 \cdot 2,2757 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1}{\Omega} \right]^2} . \quad (7.5)$$

Für ein Eingangssignal von 1 V ergibt sich eine Reglerausgangsspannung  $U_R$  von 0,455595 V, was für die erweiterte Messunsicherheit ( $k = 2$ ) einen Wert von  $3,8 \mu\text{W}$  oder  $107 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}$  ergibt.

Wie in Kap. 7.5 liegt die messtechnisch ermittelte Typ A Messunsicherheit deutlich unter der berechneten. Dies liegt darin begründet, dass die einzelnen Unsicherheitsbeiträge, wie die Unsicherheit der Abtastkarte nach Kap. 5, mit großem Sicherheitsaufschlag abgeschätzt wurden. Weiterhin lag für die bei der Ermittlung der Widerstandswerte verwendeten Geräte keine genaue Messunsicherheitsbetrachtung vor, daher wurden hier die Herstellerspezifikationen angesetzt. Aus diesen Gründen wird auf eine weitere theoretische Untersuchung der Typ B Messunsicherheit, wie z. B. die Frequenzabhängigkeit des Messwiderstandes, verzichtet.

## 8. Vergleich der Systeme

Um die beiden thermokonverterbasierten Messsysteme zu vergleichen und gleichzeitig eine Beurteilung ihrer Eignung für arbiträre Signalformen vorzunehmen, wurde eine Messreihe mit speziellen Messsignalen durchgeführt. Die hier präsentierten Messungen fanden in Kooperation mit dem slowenischen Metrologieinstitut SIQ statt. Im Folgenden werden die verwendeten Signale, der Messaufbau und die Messergebnisse vorgestellt.

### 8.1. Messsignale

Für die Vergleichsmessung wurden spezielle Signale verwendet, welche von Rado Lapuh vom slowenischen Metrologieinstitut SIQ im Rahmen des gemeinsamen Forschungsprojektes entworfen wurden. Bei der Auswahl der verwendeten Signale wurde besonderer Wert darauf gelegt, dass sie gut berechenbar sind, aber dennoch eine hohe Ähnlichkeit zu den von Energy Harvestern erzeugten oder erwarteten Signalen haben. An der Auswahl geeigneter Signalformen war neben der PTB und SIQ auch das italienische Metrologieinstitut INRIM als weiterer Projektpartner beteiligt.

## 8. Vergleich der Systeme

### 8.1.1. Das RC-Signal

RC ist die Abkürzung für „repetitive raised cosine wave“. Es handelt sich um eine Folge von Pulsen, die jeweils durch

$$U(t) = A \cdot \frac{\text{sinc}(\pi ft) \cdot \cos(\pi \alpha ft)}{1 - (2\alpha ft)^2} \quad (8.1)$$

beschrieben werden.

Die Messungen wurden mit verschiedenen Amplituden ( $A$ ) für  $f = 100 \text{ Hz}$  und  $\alpha = 0,1$  durchgeführt. Abb. 8.1 zeigt beispielhaft den Signalverlauf und das Frequenzspektrum für ein stationäres RC-Signal mit  $A = 1$ .

### 8.1.2. Das CS-Signal

CS steht für „repetitive cosine shaped burst“. Die Pulse, welche dieses Signal bilden, werden durch

$$U(t) = A \cdot (0,5 - 0,5 \cdot \cos(2\pi ft)) \cdot \sin(2\pi N_B ft) \quad (8.2)$$

beschrieben.

Für die Messungen wurden verschiedene Amplituden ( $A$ ), sowie die Werte  $f = 100 \text{ Hz}$  und  $N_B = 10$  verwendet. Abb. 8.2 zeigt beispielhaft den Signalverlauf und das Frequenzspektrum für ein stationäres CS-Signal mit  $A = 1$ .

### 8.1.3. Das DO-Signal

Das DO-Signal („repetitive dumped oscillator wave“) wurde dem Verhalten eines frei schwingenden Piezobalkens bei rechteckförmiger Anregung nachempfunden. Durch

$$U(t) = A \cdot e^{\frac{-t}{T}} \cdot \sin(2\pi ft) \quad (8.3)$$

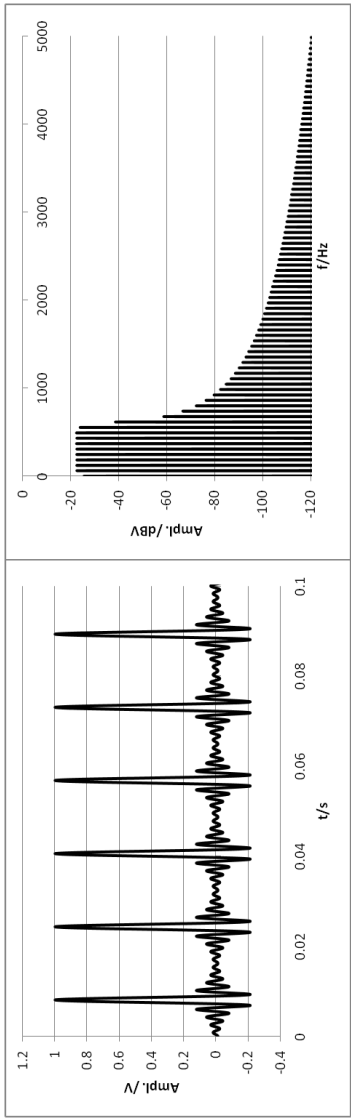


Abbildung 8.1.: zeitlicher Verlauf (li.) und Frequenzspektrum (re.) eines RC-Signals



## 8. Vergleich der Systeme

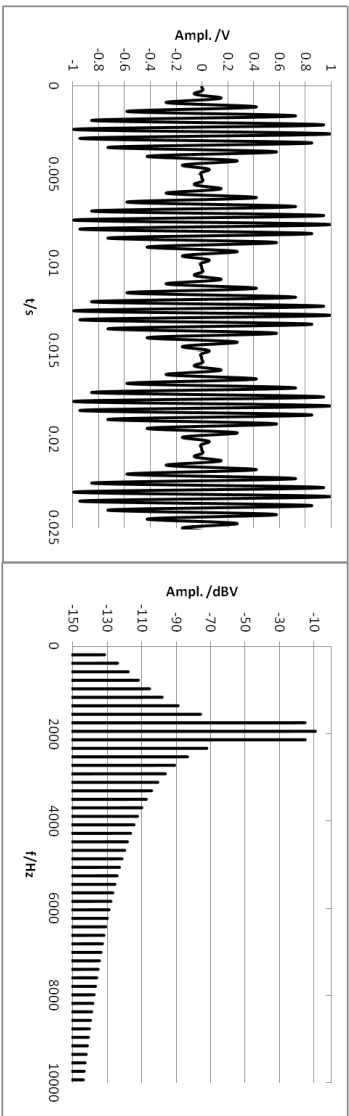


Abbildung 8.2.: zeitlicher Verlauf (li.) und Frequenzspektrum (re.) eines CS-Signals

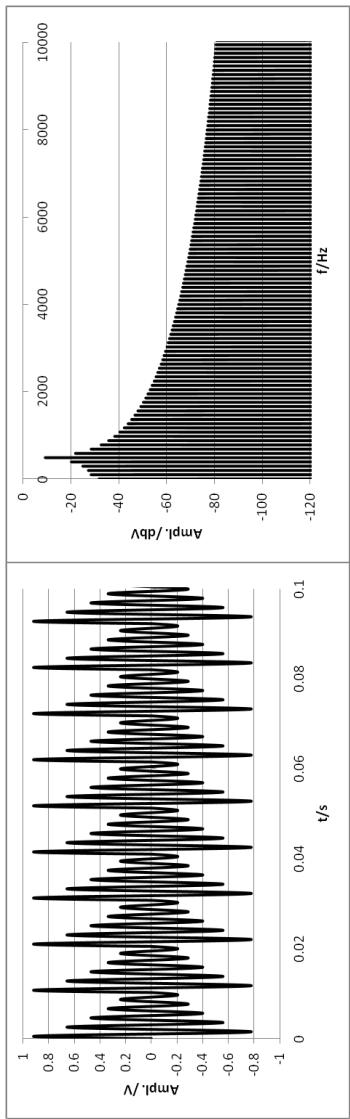


Abbildung 8.3.: zeitlicher Verlauf (li.) und Frequenzspektrum (re.) eines DO-Signals

## 8. Vergleich der Systeme

werden die Pulse dieses Signals beschrieben.

Für die Messungen wurden Signale mit verschiedenen Amplituden ( $A$ ) bei  $f = 100 \text{ Hz}$  und  $T = 0,03 \text{ s}$  angelegt. Abb. 8.3 zeigt beispielhaft den Signalverlauf und das Frequenzspektrum für ein stationäres DO-Signal mit  $A = 1$ .

### 8.2. Messaufbau

Für den direkten Vergleich der beiden entwickelten Messmethoden ist es wichtig, keine Änderungen am Messaufbau durchzuführen. Aus diesem Grund wurden nicht nur die beiden in Kap. 7 und Kap. 6 vorgestellten Aufbauten erstellt, sondern speziell für diesen Vergleich zwei weitere. Diese beiden zusätzlichen Systeme sind so aufgebaut, dass der integrierte Thermokonverter mit beiden Verfahren ausgewertet werden kann. Um die Möglichkeit zu haben die beiden Systeme später auch gegen Abtastverfahren vergleichen zu können, wurde eine Möglichkeit zur Überwachung des Stromflusses integriert. Hierzu wurden den Thermokonvertern Shuntwiderstände von etwa  $10 \Omega$  in Reihenschaltung zugeschaltet. Einer der beiden Aufbauten wurde zusätzlich mit einem zweiten Widerstand von etwa  $20 \Omega$  in Parallelschaltung zum Thermokonverter versehen, um auch höhere Ströme messen zu können. Abb. 8.4 zeigt diese beiden Aufbauten, die Parameter der integrierten Thermokonverter sind in Tab. 8.1 angegeben.

Die Messsignale wurden mit einem vom slowenischen Metrologieinstitut SIQ bereitgestellten Signalgenerator vom Typ Agilent 33522A erzeugt, der über eine eigens hierfür entwickelte Software gesteuert wird. Zur Kontrolle des Messsignals und zum Ermitteln des richtigen Startzeitpunktes für die Messung

wurde ein Oszilloskop vom Typ TDS 3052 parallel zur Last angeschlossen. Der Energiegehalt der Signale wurde durch die Anzahl der Pulse und die verwendete Amplitude variiert (siehe Kap. 8.1). Die Signale RC3, CS3 und DO3 bilden eine Ausnahme, da hier die Pulse nach Kap. 8.1 ohne Unterbrechung aneinander gereiht wurden. Diese Signale bilden somit den Spezialfall eines quasistationären, periodischen Messsignales und sind nur mit dem modellierten Thermokonverter, nicht jedoch mit dem ausschließlich auf Pulsmessung ausgelegten Kompensationsverfahren messbar. Um die Messergebnisse direkt mit den Werten der Referenzquelle vergleichen zu können, wurde aus dem Messergebnis jeweils die gesamte im Aufbau umgesetzte Energie berechnet und aus dieser, sowie der vom Messsystem festgestellten Pulsdauer, eine äquivalente Gleichspannung, zum Vergleich mit dem berechneten Effektivwert der von der Quelle gelieferten Spannung. Sowohl die äquivalente Gleichspannung, als auch der für die Quelle vorliegende Effektivwert beziehen sich hierbei auf den Spannungswert innerhalb der Pulsdauer.

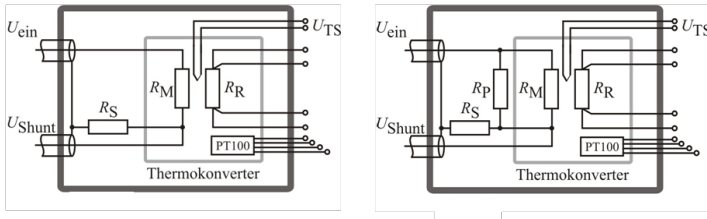


Abbildung 8.4.: Messaufbauten für den Systemvergleich: Load 1 (li.) Load 2 (re.)

## 8. Vergleich der Systeme

Tabelle 8.1.: Thermokonverterparameter der Vergleichsaufbauten

	$I_{\max}$	$U_{\text{Load,max}}$	$T_{\text{Th}}$	$R_{\text{R}}$	$A$
Load 1	8 mA	1,42 V	1,2203 s	87,9652 $\Omega$	1,104729
Load 2	67 mA	1,85 V	0,0601 s	90,4963 $\Omega$	1,041112

## 8.3. Messergebnisse

### 8.3.1. Kompensationsverfahren

Für die Messungen mit dem Kompensationsverfahren wurden Pulsfolgen von 400 Pulsen für das RC und das DO Signal, sowie 2000 Pulsen für das CS Signal verwendet. Alle drei Signale wurden mit jeweils 2 verschiedenen Amplituden gemessen. Tab. 8.2 zeigt die Messergebnisse sowie den nach Typ A ermittelten erweiterten Messunsicherheitsbeitrag ( $k = 2$ ) des Messsystems, für die Energiemessung. Tab. 8.3 zeigt die damit ermittelten Effektivwerte (äquivalente Gleichspannung) der Spannungspulse. Jede Messung wurde 6 mal wiederholt.

### 8.3.2. Modellierter Thermokonverter

Für die Messungen mit dem modellierten Thermokonverter wurden Pulsfolgen von 400 Pulsen für das RC und das DO Signal, sowie 1500 Pulsen für das CS Signal verwendet. Alle drei Signale wurden mit jeweils 3 verschiedenen Amplituden gemessen. Die Signale RC3, CS3 und DO3 sind, wie in Kap. 8.2 erwähnt, quasistationäre Signale, die durch ununterbrochene Aneinanderreihung der Einzelpulse entstehen. Tab. 8.4 zeigt

### 8.3. Messergebnisse

Tabelle 8.2.: Messergebnisse des Kompensationsverfahrens  
(Energiesmessung)

	Load 1			Load 2		
	$W_{\text{ges.}}/\text{mJ}$	$MU_{\text{abs.}}/\text{mJ}$	$MU_{\text{rel.}}$	$W_{\text{ges.}}/\text{mJ}$	$MU_{\text{abs.}}/\text{mJ}$	$MU_{\text{rel.}}$
RC 1	20,3019	$2,7 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$	75,968	$3,4 \cdot 10^{-2}$	$4,4 \cdot 10^{-4}$
RC 2	5,066	$2,0 \cdot 10^{-2}$	$4,1 \cdot 10^{-3}$	33,710	$6,2 \cdot 10^{-2}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$
CS 1	21,9704	$9,9 \cdot 10^{-3}$	$4,5 \cdot 10^{-4}$	226,413	$8,9 \cdot 10^{-2}$	$3,4 \cdot 10^{-4}$
CS 2	5,491	$1,8 \cdot 10^{-2}$	$3,3 \cdot 10^{-3}$	65,002	$3,5 \cdot 10^{-2}$	$5,3 \cdot 10^{-4}$
DO 1	18,308	$1,4 \cdot 10^{-2}$	$7,8 \cdot 10^{-4}$	102,40	$1,1 \cdot 10^{-1}$	$9,9 \cdot 10^{-4}$
DO 2	4,5881	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	31,090	$4,5 \cdot 10^{-2}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$

Tabelle 8.3.: Messergebnisse des Kompensationsverfahrens  
(äquivalente Gleichspannung)

	Load 1			Load 2		
	$U_{\text{Eff.}}/\text{V}$	$MU_{\text{abs.}}/\mu\text{V}$	$MU_{\text{rel.}}$	$U_{\text{Eff.}}/\text{V}$	$MU_{\text{abs.}}/\mu\text{V}$	$MU_{\text{rel.}}$
RC 1	0,744352	50	$6,7 \cdot 10^{-5}$	0,568722	109	$1,9 \cdot 10^{-4}$
RC 2	0,371813	754	$2,0 \cdot 10^{-3}$	0,378847	322	$8,5 \cdot 10^{-4}$
CS 1	0,616138	139	$2,3 \cdot 10^{-4}$	0,781241	123	$1,6 \cdot 10^{-4}$
CS 2	0,308018	505	$1,6 \cdot 10^{-3}$	0,418598	97	$2,3 \cdot 10^{-4}$
DO 1	0,889747	346	$3,9 \cdot 10^{-4}$	0,831114	369	$4,5 \cdot 10^{-4}$
DO 2	0,445405	276	$6,2 \cdot 10^{-4}$	0,457959	310	$6,8 \cdot 10^{-4}$

## 8. Vergleich der Systeme

die Messergebnisse sowie den nach Typ A ermittelten erweiterten Messunsicherheitsbeitrag ( $k = 2$ ) des Messsystems für die Energiemessung. Tab. 8.5 zeigt die damit ermittelten Effektivwerte (äquivalente Gleichspannung) der Spannungspulse. Jede Messung wurde 10 mal wiederholt.

Tabelle 8.4.: Messergebnisse des modellierten Konverters (Energiemessung)

		Load 1			Load 2		
	$W_{\text{ges.}}/\text{mJ}$	$MU_{\text{abs.}}/\text{mJ}$	$MU_{\text{rel.}}$		$W_{\text{ges.}}/\text{mJ}$	$MU_{\text{abs.}}/\text{mJ}$	$MU_{\text{rel.}}$
RC 1	20,876	$2,4 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	80,008	$3,6 \cdot 10^{-2}$	$4,6 \cdot 10^{-4}$	
RC 2	5,6999	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$4,0 \cdot 10^{-4}$	36,000	$4,5 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	
RC 3	110,0442	$5,3 \cdot 10^{-3}$	$4,8 \cdot 10^{-5}$	226,825	$2,0 \cdot 10^{-2}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$	
CS 1	33,1105	$2,6 \cdot 10^{-3}$	$7,9 \cdot 10^{-5}$	185,780	$2,7 \cdot 10^{-2}$	$1,6 \cdot 10^{-4}$	
CS 2	8,7457	$3,7 \cdot 10^{-3}$	$4,3 \cdot 10^{-4}$	52,607	$4,9 \cdot 10^{-2}$	$9,2 \cdot 10^{-4}$	
CS 3	190,4962	$9,5 \cdot 10^{-3}$	$5,0 \cdot 10^{-5}$	808,138	$6,9 \cdot 10^{-2}$	$1,1 \cdot 10^{-4}$	
DO 1	18,9706	$2,2 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-4}$	108,935	$8,4 \cdot 10^{-2}$	$8,3 \cdot 10^{-4}$	
DO 2	5,2372	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$3,4 \cdot 10^{-4}$	33,43	$3,0 \cdot 10^{-1}$	$8,2 \cdot 10^{-4}$	
DO 3	200,0864	$6,9 \cdot 10^{-3}$	$3,5 \cdot 10^{-5}$	623,373	$3,9 \cdot 10^{-2}$	$7,6 \cdot 10^{-5}$	

Tabelle 8.5.: Messergebnisse des modellierten Konverters  
(äquivalente Gleichspannung)

	Load 1		Load 2	
	$U_{\text{Eff.}}/\text{V}$	$MU_{\text{rel.}}$	$U_{\text{Eff.}}/\text{V}$	$MU_{\text{rel.}}$
RC 1	0,750377	$5,8 \cdot 10^{-4}$	0,572927	$2,3 \cdot 10^{-4}$
RC 2	0,396716	$3,7 \cdot 10^{-4}$	0,404524	$5,9 \cdot 10^{-4}$
RC 3	0,987646	$2,4 \cdot 10^{-5}$	0,522355	$5,1 \cdot 10^{-5}$
CS 1	0,868558	$1,5 \cdot 10^{-4}$	0,767128	$7,8 \cdot 10^{-5}$
CS 2	0,448940	$2,2 \cdot 10^{-4}$	0,436753	$5,9 \cdot 10^{-4}$
CS 3	1,299454	$2,5 \cdot 10^{-5}$	0,949205	$5,3 \cdot 10^{-5}$
DO 1	0,895968	$1,4 \cdot 10^{-4}$	0,824056	$4,1 \cdot 10^{-4}$
DO 2	0,475746	$3,1 \cdot 10^{-4}$	0,492110	$3,9 \cdot 10^{-4}$
DO 3	1,331762	$1,7 \cdot 10^{-5}$	0,838788	$3,8 \cdot 10^{-5}$



### 8.4. Analyse der Ergebnisse

#### 8.4.1. Messunsicherheit

Für Load 1 unterscheiden sich die erreichten Messunsicherheiten für jeden Messwert für beide Systeme um etwa eine Größenordnung.

Auffällig ist die Konstanz der absoluten Messunsicherheit des Verfahrens mit dem modellierten Thermokonverter. Mit nur einer Ausnahme liegt sie, für Load 1, über den gesamten Messbereich von 3 Größenordnungen, im Bereich zwischen  $1,8 \mu\text{J}$  und  $9,5 \mu\text{J}$ , innerhalb einer Größenordnung. Betrachtet man die gesamte Messkette dieses Messaufbaus, von der Signalquelle über den Thermokonverter und den Analog- zu Digitalwandler zum Simulink Modell bis zur Ausgabe des Messwertes, so läßt sich aus dieser Konstanz folgern, dass der größte Anteil der Messunsicherheit nicht aus dem Simulinkmodell und den darin verwendeten Konstanten kommen kann. Würde das Modell, oder würden die darin eingehenden Konstanten, einen wesentlichen Beitrag leisten, so müsste eine Abhängigkeit der Streuung der Messwerte von den Eingangsgrößen des Modells bestehen, was offensichtlich nicht der Fall ist. Der bestimmende Anteil an der Streuung der Messwerte liegt demnach im Thermokonverter selbst, in der Erfassung der Umgebungstemperatur, oder in der Abtastung. Da der vom Messsystem beigesteuerte erweiterte Messunsicherheitsbeitrag unterhalb der im Projekt angestrebten Grenzen liegt, wird an dieser Stelle auf eine weitere Untersuchung verzichtet, welche zunächst die Auswirkungen der Auflösung der verwendeten Abtastkarte untersuchen müsste.

Der vom Kompensationsverfahren gelieferte erweiterte rela-

tive Messunsicherheitsbeitrag liegt, für Load 1, mit Ausnahme der Messung von RC1, eine Größenordnung über dem des modellierten Thermokonverters. Er weist außerdem eine deutliche Abhängigkeit von der Höhe des Messsignals auf. Für die Abtastung kam dieselbe Abtastkarte zum Einsatz, wie für das andere System. Die abgetasteten Spannungen sind höher, liegen aber noch im selben Messbereich. Im Laufe der Auswertung wird die Differenz der Quadrate der gemessenen Spannungen, ohne und mit Messsignal, gebildet. Daraus folgt, dass der größte Unsicherheitsbeitrag vor der Abtastkarte, im analogen Teil des Systems, seinen Ursprung haben muss. Da der Thermokonverter ein passives und gut vermessenes Bauteil ist, muß der Analogregler die Hauptursache der beobachteten Streuung sein.

### 8.4.2. Messabweichung

Die Messabweichung beider Systeme wird anhand der Energiemessung betrachtet. Tab. 8.6 zeigt die Referenzwerte, die Messergebnisse und die ermittelten Messabweichungen für beide Systeme für Load 1.

Die in den Vergleichsmessungen ermittelten Messabweichungen sind höher, als nach den ersten Messungen, die in Kap. 7.7 und 6.4.3 gezeigt wurden, zu erwarten war. Die Referenzwerte sind ursprünglich, wie bereits erwähnt, vom slowenischen SIQ ermittelt worden, welches auch die Referenzquelle selbst bereitgestellt hat. Für die Feststellung der Referenzwerte wurde die Ausgangsspannung der Quelle mit angeschlossener Last aufgezeichnet und daraus der Effektivwert der Spannung ermittelt. Der als Signalquelle verwendete Signalgenerator vom Typ Agilent 33522A bietet die Möglichkeit den angeschlosse-

## 8. Vergleich der Systeme

nen Lastwiderstand einzugeben, wodurch der Generator seine Ausgangsspannung eigenständig skaliert um die angeforderte Ausgangsspannung zu erreichen. Die Ermittlung der Referenzwerte erfolgte nicht mit denselben Einstellungen, wie die Vergleichsmessung, stattdessen wurde die automatische Skalierung des Generators rechnerisch korrigiert. Weiterhin wurde nicht für alle verwendeten Amplituden gemessen, sondern auch hierfür die Werte aus den vorgenommenen Messungen berechnet.

Die Berechnungen wurden mehrfach korrigiert, um neue Erkenntnisse über die Innenwiderstände des Generators und des Oszilloskopes zu berücksichtigen. All diesen Anstrengungen zum Trotz sind die Referenzwerte nicht mit ausreichender Präzision bestimmbar, um für diese Messungen verwertbare Aussagen über die Messabweichung treffen zu können. Hierfür sind weitere Untersuchungen notwendig, welche im Rahmen eines internationalen Vergleichs der erstellten Systeme mit einem System des italienischen INRIM durchgeführt werden sollen.

Tabelle 8.6.: Messabweichung nach Messsystem

	Referenzwert	modellierter Thermokonverter		Kompensationsverfahren	
	$W_{\text{Ref.}}/\text{mJ}$	$W_{\text{mod.}}/\text{mJ}$	$Abw.\text{-mod.}/\%$	$W_{\text{komp.}}/\text{mJ}$	$Abw.\text{-komp.}/\%$
RC 1	18,2040	20,8756	14,68	20,3019	11,52
RC 2	4,5186	5,6999	26,14	5,0656	12,11
RC 3	133,1565	110,0442	-17,36		
CS 1	32,8598	33,1105	0,76	21,9704	-33,14
CS 2	8,1806	8,7457	6,91	5,4908	-32,88
CS 3	192,1624	190,4962	-0,87		
DO 1	18,2614	18,9706	0,71	18,3085	0,26
DO 2	4,5613	5,2372	0,68	4,5881	0,59
DO 3	200,4295	200,0864	-0,34		

### 8.4.3. Schlussfolgerungen

Aus den Betrachtungen zu Messunsicherheit und -abweichung, sowie der Gegenüberstellung von Messzeitfenster und Bandbreite, folgt, dass das System mit dem modellierten Thermokonverter den anderen untersuchten Systemen vorzuziehen ist. Nicht nur ist der vom System selbst gelieferte Messunsicherheitsbeitrag eine Größenordnung kleiner als beim Kompensationsverfahren, auch in Hinsicht auf die Messzeit und Vielseitigkeit ist das System deutlich überlegen.

Die Modellierung ermöglicht, anders als das Kompensations- oder Abtastverfahren, problemlos ein Messzeitfenster von 20 s und auch die Vermessung quasistationärer Signale, da es weder zu Beginn noch zum Ende der Messung eine Ruhephase ohne Messsignal benötigt. Durch die thermische Trägheit des Sockels, auf dem der Thermokonverter platziert wurde, sind kleinere Diskrepanzen zwischen den Abtastzeitpunkten beider Kanäle des Digitizers für die Modellierung folgenlos. Das Abtastverfahren hingegen würde durch solche Verschiebungen stärker beeinträchtigt, da es auf der präzisen zeitlichen Zuordnung von Strom und Spannung basiert.

Zusätzlich ist es, durch die Möglichkeit Standardthermokonverter zu verwenden, sofern diese ausführlich vermessen wurden, flexibler und auch kostengünstiger aufzubauen. Im Gegensatz dazu sind die für das Kompensationsverfahren verwendeten Thermokonverter Spezialanfertigungen und nicht am Markt verfügbar. Auch zeigt der Vergleich der Messunsicherheitsbeiträge deutlich, dass die Realisierung vergleichbarer Messunsicherheiten mit dem Kompensationsverfahren deutliche Verbesserungen am verwendeten Regler erfordern würden, um die Messunsicherheit des modellierten Systems zu erreichen.



## 9. Zusammenfassung und Ausblick

Die signalformunabhängige Energiemessung nichtstationärer Signale stellt eine nicht triviale Aufgabe dar. Es wurden 3 verschiedene Möglichkeiten, Messverfahren zur Lösung dieser Aufgabe zu implementieren, untersucht. Nach ersten Untersuchungen wurde das Abtastverfahren wegen zu geringer Speichertiefe der derzeit verfügbaren Messkarten nicht weiter verfolgt.

Die verbliebenen beiden Messverfahren beruhen auf thermischer Umwandlung der zu messenden Energie und Beobachtung der durch diese Umwandlung erzeugten Veränderungen.

Das Kompensationsverfahren basiert auf einem neuartigen Thermokonverter mit 2 Heizwiderständen, welcher durch eine Regelschleife in einem Arbeitspunkt stabilisiert wird. Hierbei führt der Regler über den zusätzlichen, vom ersten galvanisch getrennten, Heizer die Leistung zu, die benötigt wird um die dem Arbeitspunkt entsprechende Temperatur konstant zu halten. Die Veränderung der vom Regler abgegebenen Leistung erlaubt Rückschlüsse auf die im Messheizer umgesetzte Leistung.

Für das zweite thermische Messverfahren wurde ein mathematisches Modell eines Standardthermoknverters erstellt. Mittels dieses Modells kann aus dem Verlauf der Ausgangsspannung des Thermokonverters, unter gleichzeitiger Berücksichtigung

## 9. Zusammenfassung und Ausblick

sichtigung der Umgebungstemperatur die im Messheizer im Messzeitraum umgesetzte Energie ermittelt werden.

Beide thermischen Messverfahren wurden einzeln mit Spannungspulsen bekannter Energiemengen untersucht und ihre Eignung zur Energiemessung nachgewiesen.

Für eine Vergleichsmessung der thermischen Messverfahren wurde ein spezieller Aufbau erstellt, welcher es erlaubt beide Systeme direkt miteinander zu vergleichen. Es wurden spezielle Messsignale und Pulsformen definiert, die, aufgrund des angedachten Einsatzes der Messsysteme in der Bestimmung des Wirkungsgrades von Mikrogeneratoren, geeignet scheinen, die im realen Einsatz zu erwartenden Signalformen gut wiederzugeben.

Die Ergebnisse der Vergleichsmessung, welche mit Unterstützung durch das slowenische Staatsinstitut SIQ stattgefunden hat, zeigen, dass nur das Messverfahren mit dem modellierten Thermokonverter eine Messunsicherheit von unter  $100\text{ }\mu\text{J/J}$  erreicht. Die Messunsicherheit des Kompensationsverfahren lag meist etwa eine Größenordnung über der des modellierten Thermokonverters. Über die Messabweichung der beiden Systeme konnte im Rahmen der Vergleichsmessung keine abschließende Aussage getroffen werden, da die zur Verfügung stehenden Referenzwerte hierfür nicht ausreichend genau bekannt sind.

Obwohl weitere Verbesserungen des Reglers das Potential besitzen das Kompensationsverfahren bezüglich seiner Messunsicherheit derart zu verbessern, dass es in Konkurrenz zum modellierten Thermokonverter treten kann, überwiegen die Vorteile des modellierten und berechneten Thermokonverters. Ein wesentlicher Punkt ist hierbei, dass keine besonders modifizierten Thermokonverter benötigt werden, die speziell für diese

Anwendung hergestellt werden müssten.

Mit dem modellierten und berechneten Thermokonverter nach Kap. 6 wurde ein Messverfahren realisiert, das die Anforderungen hinsichtlich Messunsicherheit und Signalformunabhängigkeit vollständig erfüllt. Es basiert auf standardisierten Bauteilen, wodurch es kostengünstig und schnell umsetzbar ist. Nach einer abschließenden Untersuchung der Messabweichung des Systems soll es in die praktische Anwendung überführt werden. Hierbei ist auch geplant es zukünftig als Messsystem zur Energiebestimmung für Kalibrierungen im Rahmen des Dienstleistungsangebotes der PTB einzusetzen. Die ausstehende Untersuchung der Messabweichung soll unter Mitarbeit der slowenischen und italienischen nationalen Metrologieinstitute SIQ und INRIM erfolgen.





# Literaturverzeichnis

- [BSK03] Borislav Stojanović, Manfred Klonz, Héctor Laiz und S. Kraicanic: *AC-DC Voltage Transfer Module With Thin-Film Multijunction Thermal Converter*. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 52(2):355–358, APRIL 2003.
- [Bud95] Budovsky, Ilya: *Very Low Frequency AC-DC Transfer Standard*. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 44(2):367–369, APRIL 1995.
- [Chr10] Christen, Daniel S.: *Praxiswissen der chemischen Verfahrenstechnik*, Seiten 226–228. 2010, ISBN 978-3-540-88974-8.
- [Elb91] Elbel, T.: *Miniaturized Thermoelectric Radiation Sensors Covering a Wide Range with Respect to Sensitivity or Time Constant*. Sensors and Actuators A, 25-27:653–656, 1991.
- [FLK95] Fred L. Katzmann, Manfred Klonz: *Fast Thin-Film Isothermal AC-DC Converter with Radiometric Sensing*. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 44(2):391–394, APRIL 1995.

- [FLKK97] Fred L. Katzmann, Manfred Klonz, Thomas Spiegel und Ernst Kessler: *Thin-Film AC-DC Converter with Thermoresistive Sensing*. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 46(2):382–386, APRIL 1997.
- [GUM] *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*. Corrected and reprinted, 1995.
- [Kat89] Katzmann, Fred L.: *A New Isothermal Multijunction Differential Thermal Element Provides Fast Settling AC to DC Converter*. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 38(2):346–350, APRIL 1989.
- [Klo87] Klonz, Manfred: *Entwicklung von Vielfachthermokonvertern zur genauen Rückführung von Wechselgrößen auf äquivalente Gleichgrößen*. Dissertation, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1987, ISBN 3-88314-631-5.
- [KW89] Klonz, Manfred und Thomas Weimann: *Accurate Thin Film Multijunction Thermal Converter on a Silicon Chip*. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 38(2):335–337, APRIL 1989.
- [Lai99] Laitz, Héctor Manuel: *Low Frequency Behaviour of Thin-Film Multijunction Thermal Converters*. Dissertation, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1999, ISBN 3-89701-321-5.

- [MKK01] Manfred Klonz, Héctor Laiz und Ernst Kessler: *Development of Thin-Film Multijunction Thermal Converters at PTB/IPHT*. IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, 50(6):1490–1498, 2001.
- [MSF14] Möhring, Tobias, Thomas Spiegel und Torsten Funck: *Real power measurement using a thermal converter*. Measurement Science and Technology, 25(3):035007, 2014.
- [Sca03] Scarioni, Luciana: *High Frequency Thin-Film Thermal Converter on a Quartz Crystal Chip*. Dissertation, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 2003, ISBN 3-86509-046-X.
- [TF11] Torsten Funck, Tobias Möhring: *Metrology for non sinusoidal signals appearing in energy harvesting applications*. In: *Proceedings of the 15. International Congress of Metrology*,, 2011.
- [TMF14] Tobias Möhring, Thomas Spiegel und Torsten Funck: *A thermal approach to waveform-independent energy determination*. submitted to Measurement Science and Technology, 2014.
- [TMT12] T. Möhring, E. Mohns, M. Schmidt und T. Funck: *Characterization of a 2-Channel Digitizer with Differential Inputs*. In: *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2012) Digest*, Seiten 538–539, 2012.

## *Literaturverzeichnis*

- [Wei94] Weimann, Thomas: *Entwicklung und Herstellung eines planaren Vielfachthermokонverters für die Präzisionsmessung von elektrischen Wechselspannungen und Wechselströmen*. Dissertation, Westfälische Wilhelms-Universität Münster, 1994.
- [WS08] W. Schumacher, W. Leonhard: *Grundlagen der Regelungstechnik*, Seite 161. Oktober 2008.



# A. Anhang

## A.1. Verwendete Formelzeichen

$A_E$	abstrahlende Oberfläche im Bereich der Thermoelemente
$A_H$	abstrahlende Oberfläche im Bereich des Heizers
$\alpha_{ab}$	kombinierter Seebeckkoeffizient des Thermopaars
$\alpha_{Bi}$	Seebeckkoeffizient von Bi
$\alpha_{Sb}$	Seebeckkoeffizient von Sb
$A_Q$	für den Wärmetransport wirksame Querschnittsfläche
$B$	Breite des Goldheizers
$\beta_{Bi}$	Temperaturkoeffizient des Seebeckkoeffizienten
$\beta_{Sb}$	Temperaturkoeffizient des Seebeckkoeffizienten
$C_W$	Wärmekapazität von Heizer und Obelisk
$d_D$	Abstand zur Abdeckkappe
$D_E$	für Wärmeleitung über Luft wirksamer Abstand
$\Delta T$	Temperaturdifferenz zwischen Heizer und Umgebung
$\Delta W$	in den Thermokonverter eingetragene Energie
$d_G$	Abstand zur Grundplatte
$D_H$	für Wärmeleitung über Luft wirksamer Abstand
$\epsilon_E$	Emissionskoeffizient der Thermoelemente
$\epsilon_H$	Emissionskoeffizient des Heizers
$H$	Höhe des Goldheizers
$L$	Länge des Goldheizers
$\lambda$	Wärmeleitfähigkeit der Thermoelemente

## A.1. Verwendete Formelzeichen

$\lambda_L$	Wärmeleitfähigkeit der Luft
$l_E$	Länge der Thermoelemente
$M(f)$	Frequenzabhängige Messabweichung
$N$	Anzahl der Thermoelemente der Thermosäule
$O_E$	wirksame Oberfläche im Bereich der Thermoelemente
$O_H$	wirksame Oberfläche im Heizbereich
$P$	am Widerstand wirkende Leistung
$P_E$	elektrische Eingangsleistung
$P_{\text{kor.}}$	korrigierte Messleistung
$P_L$	über die Luft abgeführte Leistung
$P_{L_E}$	von den Thermoelementen über die Luft abgeführte Leistung
$P_{L_H}$	vom Heizer über die Luft abgeführte Leistung
$P_M$	vom Messignal eingespeiste Leistung
$P_{M,AP}$	zum Erreichen des Arbeitspunktes im Messheizer benötigte Leistung
$P_R$	vom Regler eingespeiste Leistung
$P_{R,AP}$	zum Erreichen des Arbeitspunktes im Regelheizer benötigte Leistung
$P_{R,0}$	vom Regler eingespeiste Leistung, ohne Messsignal
$P_S$	über Strahlung abgeführte Leistung
$P_{S_E}$	von den Thermoelementen abgegebene Strahlungsleistung
$P_{S_H}$	vom Heizer abgegebene Strahlungsleistung
$P_T$	über Wärmeleitung der Thermoelemente abgeführte Leistung
$R_M$	Messheizwiderstand
$R_R$	Reglerheizwiderstand
$T_0$	Umgebungstemperatur
$T_H$	Temperatur des Heizers
$T_i$	Integrationszeitkonstante des Reglers
$T_{Th}$	thermische Zeitkonstante des Thermokonverters
$u$	Messunsicherheit



## A. Anhang

$U_a$	Ausgangsspannung des Thermokonverters
$U_M$	Messspannung
$U_R$	Reglerausgangsspannung
$U_{R,0}$	Reglerausgangsspannung, ohne Messsignal
$U_{\text{Ref}}$	Referenzspannung
$U_{\text{Thermo}}$	Thermosäulenspannung
$V$	Reglerverstärkung

## A.2. Geometrie- und Materialparameter der Thermokonverter

### A.2.1. Wärmeleitung über Membran, Thermoelemente und Isolierschichten

Die Wärmeableitung über alle Schichten ist in (4.8) in

$$\frac{A_Q \cdot \lambda}{l_E \cdot N \cdot \alpha_{ab}} \quad (\text{A.1})$$

zusammengefasst. Im Zähler stehen die zusammengesetzte Querschnittsfläche und die zusammengesetzte Wärmeleitfähigkeit der verschiedenen Schichten. Zur Berechnung wird das Produkt aus Querschnittsfläche und Wärmeleitfähigkeit für jede Schicht einzeln ermittelt. Der Zähler aus (A.1) ergibt sich aus der Summation der Einzelbeiträge der verschiedenen Schichten (Thermoelement (Bismut und Antimon), Membran und 2 Isolierschichten (Fotoresist)) zu

$$\frac{A_Q \cdot \lambda}{l_E} = \frac{1}{l_E} \cdot \left[ A_{Q_{Bi}} \cdot \lambda_{Bi} + A_{Q_{Sb}} \cdot \lambda_{Sb} + A_{Q_{Membran}} \cdot \lambda_{Membran} + 2 \cdot A_{Q_{Fotoresist}} \cdot \lambda_{Fotoresist} \right] . \quad (\text{A.2})$$

Die wirksame Querschnittsfläche  $A_{Q_x}$  für jede Schicht ergibt sich aus dem Produkt der Schichtdicke und der wirksamen Schichtbreite.

## A. Anhang

$$A_{Q_{\text{Bi}}} = 450 \text{ nm} \cdot 50 \text{ } \mu\text{m} = 2,25 \cdot 10^{-11} \text{ m}^2$$

$$A_{Q_{\text{Sb}}} = 400 \text{ nm} \cdot 39,6 \text{ } \mu\text{m} = 1,584 \cdot 10^{-11} \text{ m}^2$$

$$A_{Q_{\text{Membran}}} = 1 \text{ } \mu\text{m} \cdot 5720 \text{ } \mu\text{m} = 5,72 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$$

$$A_{Q_{\text{Fotoresist}}} = 1,3 \text{ } \mu\text{m} \cdot 5720 \text{ } \mu\text{m} = 7,436 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$$

Die Wärmeleitfähigkeiten  $\lambda_X$  der Materialien wurden im Institut für Photonische Technologien Jena an Schichten im relevanten Schichtdickenbereich bei einer Temperatur von  $T = 293 \text{ K}$  gemessen. Für das verwendete Fotoresist liegen keine Messwerte vor. Aufgrund seiner große Ähnlichkeit mit früher verwendetem Material und der Tatsache, dass dessen Wärmeleitfähigkeit um eine Größenordnung unter der der anderen Materialien liegt, können jedoch die Werte des bisherigen Materials verwendet werden. Somit erhält man:

$$\lambda_{\text{Bi}} = 5,23 \frac{\text{W}}{\text{K} \cdot \text{m}}$$

$$\lambda_{\text{Sb}} = 12,93 \frac{\text{W}}{\text{K} \cdot \text{m}}$$

$$\lambda_{\text{Membran}} = 4 \frac{\text{W}}{\text{K} \cdot \text{m}}$$

$$\lambda_{\text{Fotoresist}} = 0,3 \frac{\text{W}}{\text{K} \cdot \text{m}}$$

Mit diesen Werten ergibt sich (A.2) zu

$$\begin{aligned}
 \frac{A_Q \cdot \lambda}{l_E} &= \frac{1}{l_E} \cdot \left[ 2,25 \cdot 10^{-11} \text{ m}^2 \cdot 5,23 \frac{\text{W}}{\text{K} \cdot \text{m}} \right. \\
 &\quad + 1,584 \cdot 10^{-11} \text{ m}^2 \cdot 12,93 \frac{\text{W}}{\text{K} \cdot \text{m}} \\
 &\quad + 5,72 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2 \cdot 4 \frac{\text{W}}{\text{K} \cdot \text{m}} \\
 &\quad \left. + 2 \cdot 7,436 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2 \cdot 0,3 \frac{\text{W}}{\text{K} \cdot \text{m}} \right] \\
 &= \frac{1}{515 \cdot 10^{-6} \text{ m}} \cdot \left[ 1,177 \cdot 10^{-10} \frac{\text{W} \cdot \text{m}}{\text{K}} \right. \\
 &\quad + 2,048 \cdot 10^{-10} \frac{\text{W} \cdot \text{m}}{\text{K}} + 2,288 \cdot 10^{-8} \frac{\text{W} \cdot \text{m}}{\text{K}} \\
 &\quad \left. + 4,462 \cdot 10^{-9} \frac{\text{W} \cdot \text{m}}{\text{K}} \right] \\
 &= \frac{2,766 \cdot 10^{-8} \frac{\text{W} \cdot \text{m}}{\text{K}}}{515 \cdot 10^{-6} \text{ m}} \\
 &= 5,37 \cdot 10^{-5} \frac{\text{W}}{\text{K}} .
 \end{aligned} \tag{A.3}$$

### A.2.2. Wärmeleitung über die Luft

Die Wärmeleitung durch die Luft wird in (4.8) getrennt für den Bereich des Obeliskens und der Thermoelemente betrachtet.

Die Oberfläche  $O_H$  aus (2.9) setzt sich aus der Ober- und Unterseite des Chips im Heizbereich zusammen. Entsprechendes

## A. Anhang

gilt für die Oberfläche  $O_E$  aus (2.10) im Bereich der Thermo-elemente.

Der Abstand  $d_D$  ergibt sich aus dem Innenmaß der Abdeckhaube abzüglich der Chiphöhe und ist überall gleich, während der Abstand  $d_G$  bei Konvertern mit Obelisk im Bereich des Heizers deutlich geringer ausfällt als bei obelisklosen Konvertern, welche überall identisches  $d_G = d_{G_{\text{Elemente}}}$  aufweisen. Für den obelisklosen Bereich ergibt sich der Abstand  $d_{G_{\text{Elemente}}}$  aus der Summe der Dicken von Abstandhalter und Wafer.

$$\begin{aligned}O_H &= 2 \cdot 635 \cdot 10^{-6} \text{ m} \cdot 3714 \cdot 10^{-6} \text{ m} = 4,717 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \\O_E &= 4 \cdot 516 \cdot 10^{-6} \text{ m} \cdot 3714 \cdot 10^{-6} \text{ m} \\&\quad + 4 \cdot 1665 \cdot 10^{-6} \text{ m} \cdot 885 \cdot 10^{-6} \text{ m} = 1,356 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \\d_D &= 2,1 \text{ mm} - 0,8 \text{ mm} = 1,3 \cdot 10^{-3} \text{ m} \\d_{G_{\text{Elemente}}} &= 0,76 \cdot 10^{-3} \text{ m}\end{aligned}$$

Da der Obelisk unter dem Heizer nicht die Form eines Quaders hat, sondern einen in Längs- und Querrichtungen trapezförmigen Querschnitt aufweist, ergibt sich  $d_{G_{\text{Obelisk}}}$  nicht einfach aus der Höhe des unter dem eigentlichen Thermokonverters liegenden Abstandhalters, sondern es muß der effektive Abstand berechnet werden, der dieses Profil berücksichtigt. An seiner Unterseite ist der Obelisk  $68 \cdot 10^{-6} \text{ m}$  breit und  $3,2 \cdot 10^{-3} \text{ m}$  lang. An seiner Basis, an der er mit der Membran zusammenhängt, misst er  $605 \cdot 10^{-6} \text{ m}$  mal  $3,737 \cdot 10^{-3} \text{ m}$ . Der Abstand der Unterseite zur Grundplatte beträgt  $d_U = 380 \mu\text{m}$  die Dicke des Obeliskens beläuft sich auf  $D_O = 380 \mu\text{m}$ .

## A.2. Geometrie- und Materialparameter der Thermokonverter

$$A_{\text{Unterseite}} = 68 \cdot 10^{-6} \text{ m} \cdot 3,2 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 2,176 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$$

$$A_{\text{Basis}} = 605 \cdot 10^{-6} \text{ m} \cdot 3,737 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 2,261 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$\begin{aligned} d_{\text{GObelisk}} &= \frac{1}{\frac{1}{d_U} + \left(1 - \frac{A_{\text{Unterseite}}}{A_{\text{Basis}}}\right) \cdot \frac{1}{(d_U + \frac{D_O}{2})}} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{380 \mu\text{m}} + \left(1 - \frac{2,176 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2}{2,261 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2}\right) \cdot \frac{1}{(380 \mu\text{m} + \frac{380 \mu\text{m}}{2})}} \\ &= \frac{1}{2,63158 \cdot 10^3 \frac{1}{\text{m}} + 0,90376 \cdot 5,7 \cdot 10^{-4} \frac{1}{\text{m}}} \\ &= 3,8 \cdot 10^{-4} \text{ m} \end{aligned}$$

### A.2.3. Wärmestrahlung

Die über Strahlung abgegebene Leistung wurde in Gleichung (2.4) in die von Thermoelementen und Heizer abgegebenen Leistungen aufgeteilt. Bei näherer Betrachtung der verschiedenen Bauformen und der Gleichung (4.8) ergeben sich eine für die verschiedenen Thermokonverter weitere Aufteilungen und Zusammenfassungen.

### A.2.3.1. Oberseite

Die Oberseite des Thermokonverters besteht überall aus dem gleichen Material (Fotoresist AZ) und kann somit, unter Berücksichtigung der Flächenverhältnisse und Temperaturgradienten, zusammengefasst werden.

$$\frac{\sigma \cdot \epsilon_H \cdot A_H \cdot 4 \cdot T_0^3}{N \cdot \alpha_{ab}} + \frac{\sigma \cdot \epsilon_E \cdot A_E \cdot 2 \cdot T_0^3}{N \cdot \alpha_{ab}} = \frac{2 \cdot \sigma \cdot T_0^3 \cdot \epsilon_{AZ}}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot (2 \cdot A_H + A_E) \quad (\text{A.4})$$

$A_H$  ist die Fläche gleicher Temperatur im Heizbereich, welche deckungsgleich mit der Basisfläche  $A_{\text{Basis}}$  des Obeliskens ist.  $A_E$  entspricht der Elementfläche  $O_E$ . Diese beiden Flächen wurden im Zusammenhang mit der Wärmeleitung über die Luft bereits ermittelt. Durch Einsetzen dieser Werte und mit  $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}^4}$  ergibt sich (A.4) zu

$$\frac{2 \cdot \sigma \cdot T_0^3 \cdot \epsilon_{AZ}}{N \cdot \alpha_{ab}} \cdot (2 \cdot A_H + A_E) = 2,05 \cdot 10^{-12} \frac{\text{W}}{\text{K}^4} \cdot \frac{T_0^3 \cdot \epsilon_{AZ}}{N \cdot \alpha_{ab}} \quad (\text{A.5})$$

### A.2.3.2. Unterseite

Für die Betrachtung der Unterseite des Thermokonverters sind 2 Fälle zu unterscheiden:

1. Thermokonverter ohne Obelisk
2. Thermokonverter mit Obelisk

Bei Thermokonvertern ohne Obelisk ist die gesamte Unterseite des betrachteten Bereiches von der SiN-Membran bedeckt. Sie verhält sich daher wie die Oberseite und weist lediglich einen anderen Emissionskoeffizienten  $\epsilon_{\text{SiN}}$  auf. Dementsprechend ergibt sich ihr Anteil an der emittierten Strahlung nach (A.4) zu

$$\frac{2 \cdot \sigma \cdot T_0^3 \cdot \epsilon_{\text{SiN}}}{N \cdot \alpha_{\text{ab}}} \cdot (2 \cdot A_{\text{H}} + A_{\text{E}}) = 2,05 \cdot 10^{-12} \frac{\text{W}}{\text{K}^4} \cdot \frac{T_0^3 \cdot \epsilon_{\text{SiN}}}{N \cdot \alpha_{\text{ab}}} \quad (\text{A.6})$$

Für Thermokonverter mit Obelisk liegt im Bereich der Thermoelemente SiN als emittierendes Material vor, während der Obelisk aus Si besteht. Die beiden in (A.4) betrachteten Terme lassen sich damit zusammenfassen zu

$$\begin{aligned} & \frac{\sigma \cdot \epsilon_{\text{H}} \cdot A_{\text{H}} \cdot 4 \cdot T_0^3}{N \cdot \alpha_{\text{ab}}} + \frac{\sigma \cdot \epsilon_{\text{E}} \cdot A_{\text{E}} \cdot 2 \cdot T_0^3}{N \cdot \alpha_{\text{ab}}} \\ &= \frac{2 \cdot \sigma \cdot T_0^3}{N \cdot \alpha_{\text{ab}}} \cdot (2 \cdot A_{\text{Obelisk}} \cdot \epsilon_{\text{Si}} + A_{\text{E}} \cdot \epsilon_{\text{SiN}}) \quad (\text{A.7}) \end{aligned}$$



## A. Anhang

$A_E$  ist aus Kap. A.2.3.1 bereits bekannt,  $A_{\text{Obelisk}}$  entspricht der gesamten Oberfläche des Obeliskens. Diese setzt sich aus einem Rechteck  $A_{\text{Unterseite}} = 2,176 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$  und 4 Trapezen zusammen. Die parallelen Seiten der Trapeze entsprechen den Kantenlängen der Unterseite ( $68 \mu\text{m}$  und  $3200 \mu\text{m}$ ) und Basis ( $605 \mu\text{m}$  und  $3737 \mu\text{m}$ ) des Obeliskens. Die Höhe der Trapeze ergibt sich aus der Dicke des Obeliskens ( $D = 380 \mu\text{m}$ ) und dem Ätzwinkel ( $\gamma = 54,74^\circ$ ).

$$\begin{aligned} A_{\text{Obelisk}} &= A_{\text{Unterseite}} + 2 \cdot A_{T_1} + 2 \cdot A_{T_2} \\ &= A_{\text{Unterseite}} + 2 \cdot \left( \frac{68 \mu\text{m} + 605 \mu\text{m}}{2} \cdot \frac{D}{\sin \gamma} \right) \\ &\quad + 2 \cdot \left( \frac{3200 \mu\text{m} + 3737 \mu\text{m}}{2} \cdot \frac{D}{\sin \gamma} \right) \\ &= 2,176 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2 + 2 \cdot \left( \frac{68 \mu\text{m} + 605 \mu\text{m}}{2} \cdot \frac{380 \mu\text{m}}{\sin 54,74^\circ} \right) \\ &\quad + 2 \cdot \left( \frac{3200 \mu\text{m} + 3737 \mu\text{m}}{2} \cdot \frac{380 \mu\text{m}}{\sin 54,74^\circ} \right) \\ &= 3,759 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \end{aligned} \tag{A.8}$$

### A.2.4. Seebeckkoeffizient

Die Thermoelemente der Thermokonverter bestehen aus Bismut (Bi) und Antimon (Sb). Ihre Seebeckkoeffizienten ( $\alpha$ ) und deren Temperaturkoeffizienten ( $\beta_\alpha$ ) wurden am Institut für Photonische Technologien Jena an Schichten im relevanten Schichtdickenbereich gemessen.

## A.2. Geometrie- und Materialparameter der Thermokonverter

Tabelle A.1.: Seebeckkoeffizienten

Material	$\alpha$ (bei $T=293K$ )	$\beta_\alpha$
Bi	$-63,8 \frac{\mu V}{K}$	$+0,38 \frac{10^{-3}}{K}$
Sb	$+33,4 \frac{\mu V}{K}$	$+3,29 \frac{10^{-3}}{K}$

### A.2.5. Korrektur der theoretischen Werte

Aus ermittelten theoretischen Werten für die Materialparameter und die geometrischen Größen sowie den in Kap. 4.1 angestellten Betrachtungen wurde ein MATLAB Simulink Modell eines Thermokonverters mit Obelisk erstellt. Um das Modell zu überprüfen, wurde die Sprungantwort des Thermokonverters mit der des mathematischen Modells verglichen. Während das prinzipielle Verhalten sehr gut nachgebildet werden konnte, erreichte die Ausgangsspannung des Modells einen höheren Endwert als die des Thermokonverters.

Aus den theoretischen Überlegungen zum Thermokonverter folgt, dass der größte Anteil der an die Umgebung abgegebenen Leistung über die Luft abgeführt wird. Die notwendige Korrektur der Ausgangsspannung liegt in einer Größenordnung aus der sich ergibt, dass nur der Modellteil, welcher die Wärmeleitung über die Luft erfasst, einen ausreichend großen Einfluß auf die Simulationsergebnisse haben kann. Somit ist die Korrektur in diesem Bereich vorzunehmen, da bei der Berechnung des wirksamen Abstandes zur Abdeckhaube und zur Grundplatte eine Durchbiegung der Membran infolge des Gewichtes des Obeliskens vernachlässigt wurde.

Die tatsächliche Durchbiegung für jeden verwendeten Thermokonverter zu berechnen erfordert Kenntnisse über die exakte

Beschaffenheit der jeweils verwendeten Wafer und der Herstellung, welche nicht für alle Thermokonverter vorliegen. Aus diesem Grund wird von einer Berechnung abgesehen. Die Korrektur erfolgt in Form einer Kalibrierung, bei der die Sprungantwort eines jeden Thermokonverters für verschiedene Sprunghöhen vermessen wird und die im Modell verwendeten Abstände angepasst werden.

### A.3. LabVIEW Programme

Die Datenerfassung und ein Teil der Auswertung erfolgt mit in LabVIEW erstellten Programmen. Die wichtigsten dieser erstellten Programme werden im folgenden anhand ihrer Bedienoberfläche vorgestellt.

#### A.3.1. DC-Kalibrierung

Die DC-Kalibrierung des Digitizers muss, wie in Kap. 5.2.2 erläutert, in regelmäßigen Abständen durchgeführt werden. Zu diesem Zweck wurde ein Programm in Labview erstellt, welches einen Kalibrator vom Typ FLUKE5720A, ein Referenzmessgerät vom Typ HP3458A sowie den Digitizer ansteuern und auslesen kann. Abb. A.1 zeigt die zugehörige Bedienoberfläche mit den Einstellmöglichkeiten.

Das Programm berechnet aus dem gewählten Eingangsspannungsbereich selbstständig die Messpunkte und schaltet das HP3458A in den passenden Messbereich. Es besteht die Möglichkeit einen Vorverstärker zusammen mit dem Digitizer zu messen, in diesem Fall wird der Verstärkungsfaktor vom Programm bei der Berechnung der Messspannungen berücksichtigt. Ausgehend von der für den vorangegangenen Messpunkt

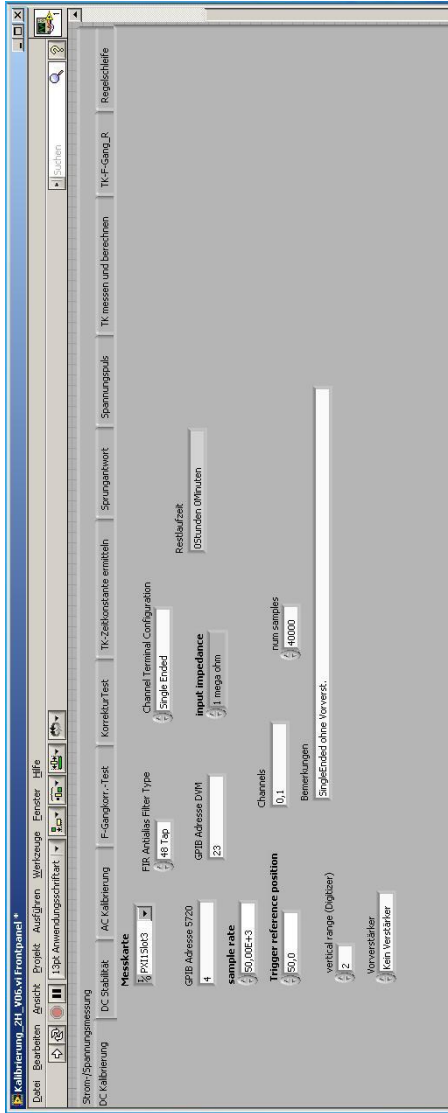


Abbildung A.1.: Bedienoberfläche des Programms zur DC-Kalibrierung des Digitizers

benötigten Zeit und der Anzahl noch ausstehender Messpunkte wird die vorraussichtliche Restlaufzeit berechnet und angezeigt.

Zu Beginn der Messung wird eine Vorlagendatei vom Vorlagenordner in den Messdatenordner kopiert und mit einem Zeitstempel versehen. Die Messergebnisse jedes Messpunktes werden automatisch in diese Datei eingetragen und die Dateivorlage berechnet hieraus die Korrekturfunktionen und erstellt die Diagramme, wie in Kap. 5.1 gezeigt. Die im Freitextfeld hinterlegten Bemerkungen werden ebenfalls in der Datei abgelegt.

### A.3.2. DC-Stabilität

Zur Untersuchung der Stabilität der DC-Abweichung des Digitizers wurde das Programm für die DC-Kalibrierung so angepasst, dass es jeden Tag eine Kalibrierung durchführt. Es bietet somit als zusätzliche Einstellmöglichkeit eine Eingabe für die Laufzeit in Tagen, aber keine Anzeige der Restlaufzeit (Abb. A.2).

### A.3.3. AC-Kalibrierung

Das Programm zur AC-Kalibrierung des Digitizers wurde zur Ermittlung der Filterauswirkungen genutzt. Es steuert einen Kalibrator vom Typ FLUKE5720A, ein Referenzmessgerät vom Typ FLUKE5790A sowie den Digitizer. Abb. A.3 zeigt die zugehörige Bedienoberfläche mit den Einstellmöglichkeiten.

Anders als beim Programm zur DC-Kalibrierung wird die Messspannung vom Benutzer vorgegeben. Hierfür werden die Startspannung, die Endspannung und die Schrittweite gesetzt.

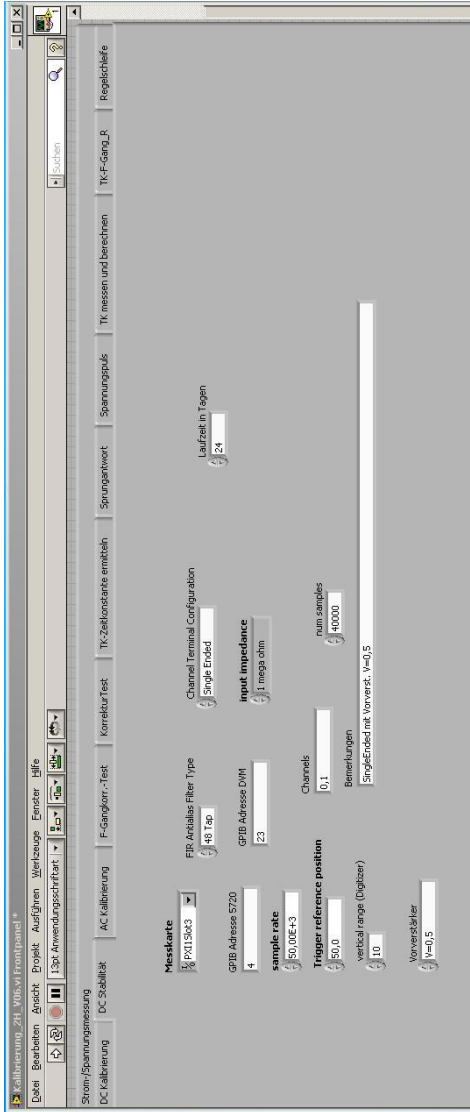


Abbildung A.2.: Bedienoberfläche des Programms zur Ermittlung der DC-Stabilität des Digitizers

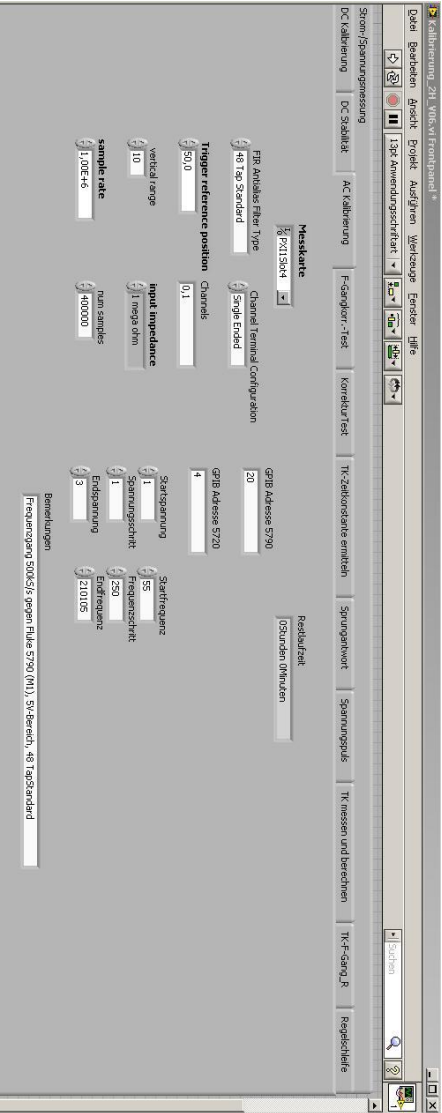


Abbildung A.3.: Bedienoberfläche des Programms zur AC-Kalibrierung des Digitizers

Selbiges gilt auch für die Festlegung der zu messenden Frequenzen. Das Programm arbeitet immer zuerst alle Frequenzen einer Spannung ab und geht dann zur nächsten Messspannung. Für jede Messspannung wird eine eigene Excel-Datei aus der Vorlage erzeugt und in den Messdatenordner abgelegt. Aus der Menge der noch durchzuführenden Messungen und der Dauer einer Messung wird eine geschätzte Restlaufzeit ermittelt und dem Benutzer angezeigt. Zusätzliche Informationen können in einem Freitextfeld vermerkt werden und werden in der Excel-Datei hinterlegt.

#### A.3.4. Zeitkonstante messen

Bei der Charakterisierung der Thermokonverter ist die thermische Zeitkonstante ein wesentlicher Faktor. Um diese zuverlässig zu ermitteln, wurde ein weiteres Programm (Abb. A.4) erstellt. Neben den Einstellungen für den Digitizer und die DC-Korrekturen für selbigen können die Anzahl an Messungen sowie die Ansteuerart der Spannungsquelle (manuell oder automatisch) festgelegt werden. Das Programm ermittelt die thermische Zeitkonstante aus dem Endwert und dem zeitlichen Verlauf der Thermosäulenspannung ab dem Zuschalten der Eingangsspannung. Die Messung wird mehrere Male wiederholt und Mittelwert sowie Standardabweichung der gemessenen Zeitkonstante werden angezeigt.





### A.3.5. Thermokonvertermessung

Für die Berechnungen nach Kap. 6 werden die Thermosäulenausgangsspannung und die Temperatur der Wärmesenke des Thermokonverters benötigt. Das erstellte Programm (Abb. A.5) bietet

- Einstellungen für die Abtastkarte (PXI-Einstellungen),
- eine Eingabemöglichkeit für die DC-Korrekturparameter des Digitizers (einschließlich der Auswahl ob eine DC-Korrektur durchgeführt werden soll),
- eine Auswahl für Vorverstärker und verwendeten Thermokonverter,
- die Möglichkeit eine Auswertung direkt in LabVIEW vorzunehmen (mit deutlich schlechteren Ergebnissen als in Simulink, aber geeignet um eine allererste Abschätzung zu erlauben),
- die Möglichkeit das Ergebnis der Auswertung in Excel oder im .txt Format zu speichern,
- die Speicherung der Rohdaten zur späteren Auswertung in Simulink oder anderen Programmen,
- eine Eingabe für den Offset des Vorverstärkers für den PT100 Sensor.

Die Umgebungstemperatur (Pt100) in °C sowie die berechnete Eingangsleistung (oder die Ausgangsspannung, falls „keine Auswertung“ gewählt wurde) werden in Diagrammen angezeigt.



### A.3.6. Pulsmessung

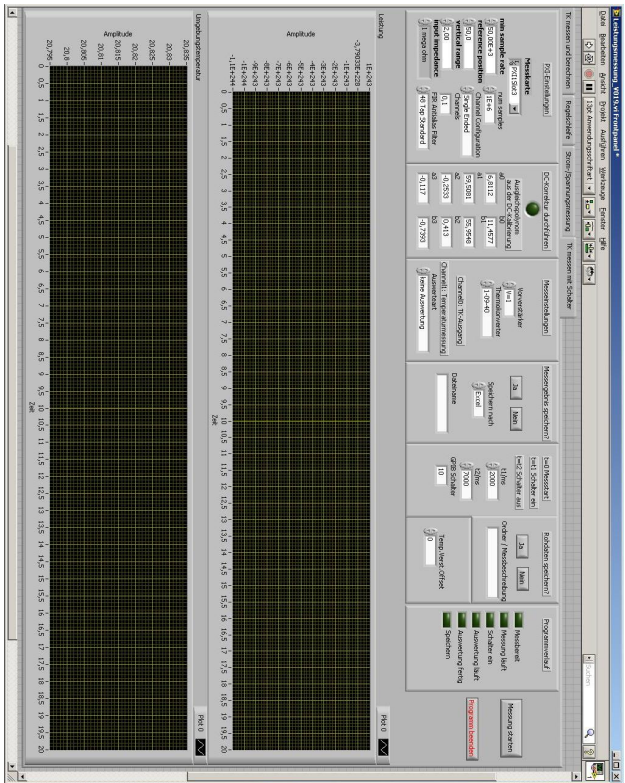
Das Programm zur Messung von Spannungspulsen (Abb. A.6), wie in Kap. 6.4.3 und Kap. 7.7, entspricht im wesentlichen dem Programm aus Kap. A.3.5. Es ist erweitert um eine Ansteuerung für den Schalter. Wird als Auswertemethode „keine Auswertung“ gewählt, so ist es auch für das Kompensationsverfahren verwendbar, liefert jedoch im Unterschied zu dem in Kap. A.3.7 gezeigten selber keine Anzeige für die gemessene Energie, weshalb eine weitere Auswertung der Rohdaten in einem anderen Programm notwendig ist.

### A.3.7. Kompensationsverfahren

Der Aufbau nach Kap. 7 wird mit einem eigenen Programm (Abb. A.7) realisiert. Es bietet

- Einstellungen für die Abtastkarte (PXI-Einstellungen),
- eine Eingabemöglichkeit für die DC-Korrekturparameter des Digitizers (einschließlich der Auswahl ob eine DC-Korrektur durchgeführt werden soll),
- eine Auswahl für Vorverstärker und verwendeten Thermokonverter,
- die Möglichkeit einen Kalibrator als Gegenspannungsquelle zu betreiben, so dass die mit dem Digitizer zu messende Spannung kleiner wird,
- die Speicherung der gemessenen Signalverläufe zur späteren Auswertung in anderen Programmen,
- eine Anzeige für die gesamt gemessene Eingangsenergie.

Abbildung A.6.: Bedienoberfläche des Programms zur Messung von Spannungspulsen

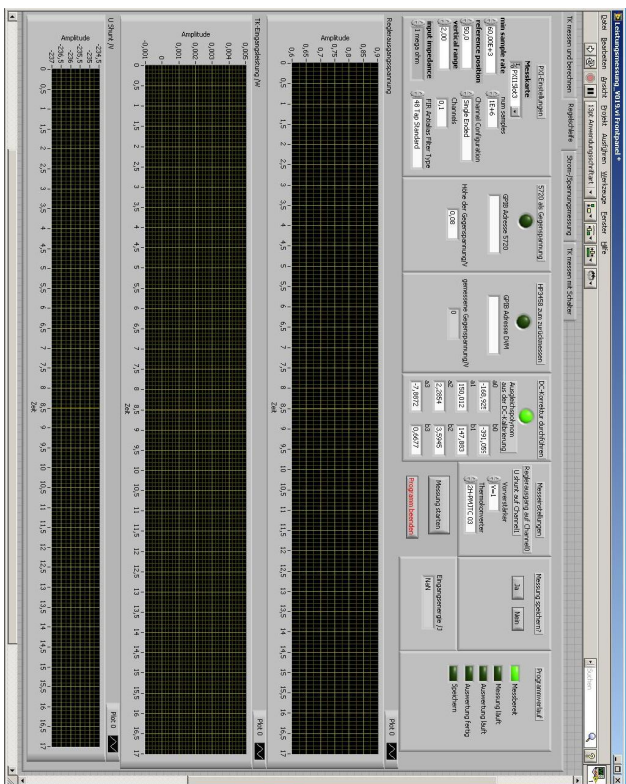


Die Reglerausgangsspannung, berechnete Eingangsleistung und die Spannung über einem optional zusätzlich eingebautem Shunt werden in Diagrammen angezeigt.

#### A.3.8. Abtastverfahren

Auch wenn das Abtastverfahren, wie in Kap. 5.5 erwähnt, für die interessierenden Messungen nicht geeignet ist, wurde dennoch ein Programm hierfür erstellt (Abb. A.8). Nach der zuschaltbaren Frequenzgangkorrektur rechnet das Programm aus dem eingegebenen Shuntwiderstand und der gemessenen Shuntspannung den Strom aus. Aus dem berechneten Strom und der gemessenen Spannung wird dann die Leistung berechnet, wobei Phasenfehler zwischen den beiden Abtastkanälen nicht berücksichtigt werden. Die gemessene Spannung, sowie der berechnete Strom und die berechnete Leistung werden in 3 Diagrammen angezeigt und lassen sich speichern.

Abbildung A.7.: Bedienoberfläche des Programms zum Kompensationsverfahren



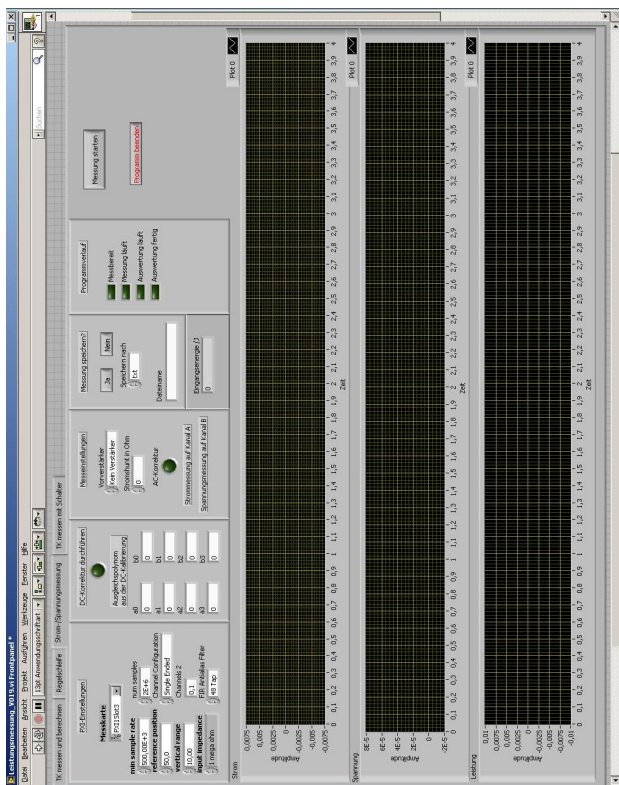


Abbildung A.8.: Bedienoberfläche des Programms zum Abtastverfahren







## B. Lebenslauf

Name:	Tobias Möhring
Geboren am:	12.05.1979
Studienabschluss:	Dipl.-Ing. Elektrotechnik Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braun- schweig 2006

### **Beruflicher Werdegang**

seit 09/2013 :	Wissenschaftlicher Mitarbei- ter (Post-Doktorand) Arbeitsgruppe Josephson- Effekt Physikalisch Technische Bun- desanstalt (Braunschweig)
10/2010 bis 08/2013:	Doktorand Labor für Wechselstrom- Gleichstrom Transfer Physikalisch Technische Bun- desanstalt (Braunschweig)

08/2007 bis 09/2010:

Projektgruppenleiter Mess-  
elektronik und Quenchdetek-  
tion

Institut für technische Physik  
Karlsruhe Institut für Tech-  
nologie

2006:

Wissenschaftliche Hilfskraft  
Institut für elektrische Mess-  
technik und Grundlagen der  
Elektrotechnik  
Technische Universität  
Braunschweig



## C. Veröffentlichungen

- [10] Tobias Möhring, Thomas Spiegel and Torsten Funck:  
*A thermal approach to waveform-independent energy determination,*  
MEASUREMENT SCIENCE AND TECHNOLOGY,  
submitted Januar 2014
- [9] Tobias Möhring, Thomas Spiegel, Torsten Funck:  
*Real power measurement using a thermal converter,*  
MEASUREMENT SCIENCE AND TECHNOLOGY VOL.25(3):035007,  
Februar 2014
- [8] M. Hollik, W.H. Fietz, S. Fink, M. Gehrlein, C. Lange, T.Möhring:  
*Design of electronic measurement and quench detection equipment for CuLTKa,*  
27TH SYMPOSIUM ON FUSION TECHNOLOGY,  
24-28. September 2012

## C. Veröffentlichungen

- [7] T.Möhring, E.Mohns, M.Schmidt, T.Funck:  
*Characterization of a 2-Channel Digitizer  
with Differential Inputs,*  
CONFERENCE ON PRECISION ELECTROMA-  
NETIC MEASUREMENTS,  
1-6. Juli 2012
  
- [6] E. Mohns, C. Yue, F. Zhou, T. Möhring, and  
M. Schmidt:  
*A Current Transformer Test Set for the Audio  
Frequency Range,*  
CONFERENCE ON PRECISION ELECTROMA-  
NETIC MEASUREMENTS,  
1-6. Juli 2012
  
- [5] Sandra Drotziger, Walter H. Fietz, Mathi-  
as Heiduk, Reinhard Heller, Christian Lange,  
Ralph Lietzow,  
Tobias Möhring:  
*Investigation of HTS current leads under pul-  
sed operation for JT-60SA,*  
IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPER-  
CONDUCTIVITY, VOL.22(3), P:4801704,  
Juni 2012
  
- [4] Torsten Funck, Tobias Möhring:  
*Metrology for non sinusoidal signals appea-  
ring in energy harvesting applications,*  
15. INTERNATIONAL CONGRESS OF METRO-  
LOGY,  
3-6. Oktober 2011

- [3] R. Heller, S. Drotziger, W.H. Fietz, S. Fink, M. Heiduk, A. Kienzler, C. Lange, R. Lietzow, T. Möhring, P. Rohr, T. Rummel, T. Mönnich, K.-P. Buscher:  
*Test Results of the High Temperature Superconductor Prototype Current Leads for Wendelstein 7-X*,  
IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY, VOL.21(3), PP:1062-1065, Juni 2011
  
- [2] W.H. Fietz, S. Drotziger, S. Fink, M. Heiduk, R. Heller, A. Kopmann, C. Lange, R. Lietzow, T. Möhring, P. Rohr, T. Rummel, M. Süßner:  
*Test Arrangement for the W7-X HTS-Current Lead Prototype Testing*,  
IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY, VOL.21(3), PP:1058-1061, Juni 2011
  
- [1] Heiduk, M.; Kopmann, A.; Chilingarian, S.; Fink, S.; Lange, C.; Möhring, T.; Fietz, W.H.:  
*Data acquisition system for W7-X coil testing in TOSKA*,  
25TH SYMPOSIUM ON FUSION TECHNOLOGY 15-19. September 2008





## D. Danksagung

Ich danke Herrn Prof. Dr. Jürgen Melcher und Herrn Dr. Torsten Funck für die Möglichkeit in diesem EMRP-Forschungsprojekt mitzuarbeiten.

Prof. Meinhardt Schilling und der International Graduate School of Metrologie danke ich für die hervorragende Betreuung aller universitären Aspekte meiner Arbeit, sowie für die vielen lehrreichen Veranstaltungen insbesondere zu Grundlagen der Metrologie.

Prof. Uwe Siegner danke ich für seine Bereitschaft meine Dissertation als zweiter Referent zu begutachten.

Mein besonderer Dank gilt den Laborkollegen der Gruppe AC-DC Transfer der PTB, die unermüdlich alle meine Fragen zu Thermokonvertern beantworteten und auch immer für eine fruchtbare Diskussion über verschiedene Einflussfaktoren zu haben waren.

Dr. Thomas Weimann von der Arbeitsgruppe Nanostrukturierung der PTB danke ich für die unkomplizierte Hilfe und die schnelle Fertigung der Belichtungsmasken für meinen neuen Thermokonverteraufbau.

## *D. Danksagung*

Ich danke Dr. Ernst Keßler von der Arbeitsgruppe Quantendetektion vom Leibnitz-Institut für Photonische Technologien in Jena für die Fertigung meiner Thermokonverter.

Abschließend möchte ich meiner Familie und allen Freunden für die nicht abreissende Unterstützung und die hilfreichen Kommentare in der Korrekturphase am Ende des Zusammenschreibens danken.